radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

Huth-Kühn-Schaltung für Transistoraudion

PREIS DM 2,00 · 11. JAHRGANG
VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN
MAI 1962



9

VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN



AUS DEM INHALT

OBSAH

СОДЕРЖАНИЕ

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14.
Telefon 420019, Fernverkehr 423391, Fernschreiber 011441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin

radio und fernsehen
Verantw. Redakteur: Dipl.oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun, Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke, Ing. Oswald Orlik
Veröffentlicht unter ZLN 5227 der DDR

Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C 2, Rosenthaler Str. 28/31 u. alle DEWAG-Betriebe in den Bezirksstädten der Deutschen Demokratischen Republik. Gültige Preisliste Nr. 1

Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Alle Rechte vorbehalten. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,— DM

Bestellungen nehmen entgegen
Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

Ausland:
Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11 a, Rue Paris
Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, 38, Suchou Hutung
Volksrepublik Polen: P.P.K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Poltul Administrativ C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Stalinova 46 und Bratislava, Leningradska ul 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspechatj", Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultura" Könyv és hirlap külkereskedelmit vállalai, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS



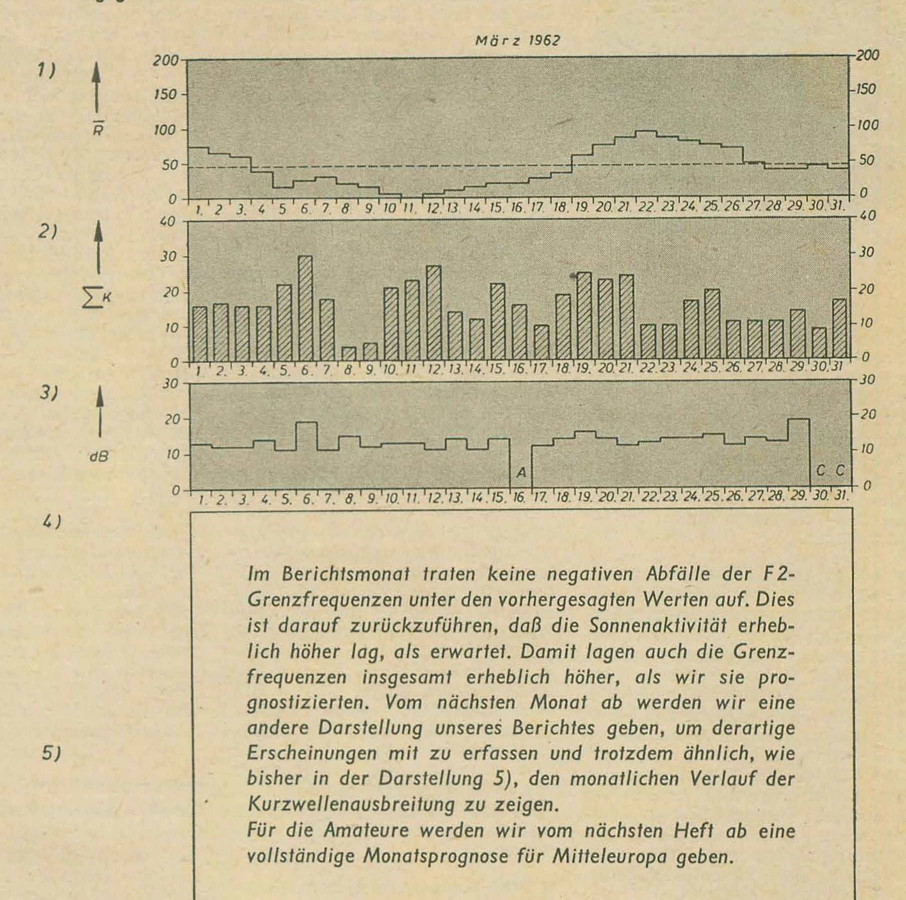
Titelbild:

Auch bei der diesjährigen XV. Friedensfahrt wird der Deutsche Fernsehfunk mit Hilfe des Hubschraubers und der in dessen „Bauch" eingebauten TV-Kamera von der Strecke berichten.

Foto: Weigelt

Die KW-Ausbreitung im März 1962 und Vorschau für Mai 1962

Herausgegeben vom Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin



Im Berichtsmonat traten keine negativen Abfälle der F2-Grenzfrequenzen unter den vorhergesagten Werten auf. Dies ist darauf zurückzuführen, daß die Sonnenaktivität erheblich höher lag, als erwartet. Damit lagen auch die Grenzfrequenzen insgesamt erheblich höher, als wir sie prognostizierten. Vom nächsten Monat ab werden wir eine andere Darstellung unseres Berichtes geben, um derartige Erscheinungen mit zu erfassen und trotzdem ähnlich, wie bisher in der Darstellung 5), den monatlichen Verlauf der Kurzwellenausbreitung zu zeigen.
Für die Amateure werden wir vom nächsten Heft ab eine vollständige Monatsprognose für Mitteleuropa geben.

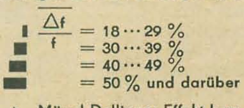
1) Sonnenfleckenrelativzahlen (Zürich)

2) Tagessumme der erdmagnetischen Kennziffern (Wingst)

3) Mittagsdämpfung auf 3,86 MHz
C = Gerätestörung, A = Abdeckung, F = Streuung

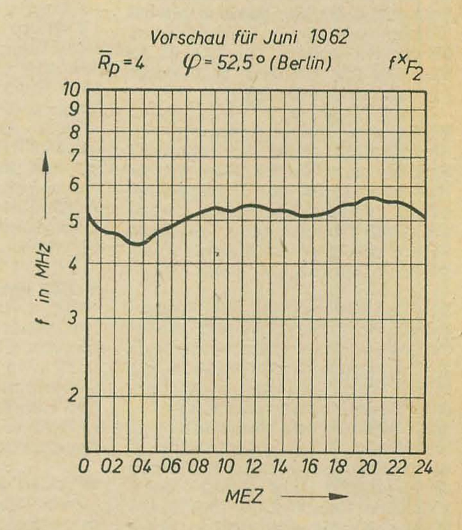
4) Tagesmittel des relativen Abfalls der F_2-Grenzfrequenzen (Juliusruh/Rügen)
$\Delta f = \tilde{f} - f_m$ für $\tilde{f} < f_m$ $\Delta f = 0$
$\tilde{f}$ = vorhergesagte Grenzfrequenz
f_m = gemessene Grenzfrequenz

5) relativer Abfall der F_2-Grenzfrequenzen (Juliusruh/R.) bezogen auf den vorhergesagten Wert



→ Mögel-Dellinger-Effekt bzw. Dämpfungseinbrüche (Neustrelitz/Juliusruh)

□ Streuecho   □ (A) Abdeckung durch E-Schicht



Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

Bauanleitung: Ein einfacher ZF-Festfrequenzgenerator für den Service ●

Ein Sperrkreis für den Ultrakurzwellenbereich ●

Das Wichtigste über Zenerdioden ●

Anpassungsmessungen mit dem Wobbelgenerator ●

Selbstgebauter Farbfernseh-Projektionsempfänger „Zwjet-1" ●

Nachrichten und Kurzberichte

▼ **Nach Fertigstellung eines neuen Mittelwellensenders in Hoyerswerda,** Bezirk Cottbus, stellt der Sender Cottbus mit dem Programm Radio DDR I mit Wirkung vom 12. April 1962 auf der Frequenz 520 kHz = 576,9 m seinen Betrieb ein. An die Stelle der bisherigen Frequenz 520 kHz tritt die neue Frequenz 746 kHz = 402,1 m, die das Programm Radio DDR I übernimmt.

▼ **Am 28. Januar 1962** hat auf dem Schierenberg bei Eisenhüttenstadt ein 100-W-Fernsehkanalumsetzer den Versuchsbetrieb aufgenommen. Die Anlage strahlt im Kanal 7 das Programm des Deutschen Fernsehfunks ab und dient zur Verbesserung der Fernsehempfangsverhältnisse in Eisenhüttenstadt.
Der bereits seit 1959 im Kanal 9 für Eisenhüttenstadt in Betrieb befindliche Fernsehkanalumsetzer wird bis zum Abschluß der Änderungsarbeiten an den Verstärkern der Gemeinschaftsantennenanlagen strahlen.

▼ **Ein kombiniertes Rundfunk-Fernsehgerät für Batteriebetrieb** wurde von einer französischen Firma entwickelt. Das Gerät ist mit 27 Transistoren und einer 8″-Bildröhre bestückt.

▼ **In das Videotelefonnetz** der Sowjetunion wird in nächster Zeit die ukrainische Stadt Lwow einbezogen. In der Perspektive sollen weitere an den Fernsehkabelverbindungen gelegene Städte wie Riga, Tallin und Wilnjus Videotelefon erhalten.

▼ **Ein Radargerät,** das Gegenstände aus verschiedenen Werkstoffen unterscheiden kann und sie in verschiedenen Farben abbildet, wurde in Japan entwickelt. Die Materialunterscheidung beruht auf Ausstrahlung mit verschiedener Polarisationsrichtung. Weiterhin lassen sich Störungen durch Regen oder Sonne durch zirkulare Polarisation und Empfänger mit logarithmischer Empfindlichkeit unterdrücken.

▼ **Ein elektrischer Eisenbahnzug, der von einer elektronischen Anlage gesteuert wird,** macht gegenwärtig Probefahrten auf der Strecke Moskau—Leningrad. Der von Moskauer und Leningrader Ingenieuren entwickelte „automatische Lokführer" läßt nach der Abfahrt des Zuges die Geschwindigkeit auf 110 km/h ansteigen, sorgt vor Einfahrten in Bahnhöfe rechtzeitig für das Abbremsen, berücksichtigt alle Steigungen, Gefälle und Kurven der Strecke, registriert den Luftwiderstand und die Spannung im Stromnetz, reagiert auf Lichtsignale und bestimmt selbst die Geschwindigkeit, bei der die Fahrt fahrplanmäßig verläuft.

▼ **Eine 69-cm-Großbildfernsehröhre** bringt Sylvania (USA) heraus. Sie soll neben vorzüglichem Kontrast und guter Bildschärfe eine hohe Sicherheit gegen das bei größerer Helligkeit auftretende „Schwimmen" des Bildes bieten und sich damit besonders gut für das „zeilenfreie" Fernsehen eignen.

▼ **Ein tragbares Halbleitergerät, das automatisch Blitze registriert,** wurde von kirgisischen Wissenschaftlern entwickelt. Mit ihm können Gewitter, deren Weg und Entstehungsgebiet auf eine Entfernung bis zu 300 km ermittelt werden. Die Auswertung der Untersuchungen ermöglicht es, beim Bau von Hochspannungsleitungen in Gebirgsregionen die günstigste Linienführung zu ermitteln.

▼ **Das erste Atomkraftwerk der VAR** soll in Alexandria errichtet werden. Die Hafenstadt wurde ausgewählt, weil sie die günstigsten Bedingungen für die Beschaffung von Kühlwasser für den Generatorprozeß bietet. Die Bauarbeiten sollen in den nächsten drei Jahren vollendet sein.

▼ **Bereits über zwei Jahre** arbeitet in Ordshonikidse (Nordossetische ASSR) ein von den lokalen Organisationen gebautes Amateurfernsehzentrum. In letzter Zeit wurden seine Programme von 5000 Fernsehteilnehmern in der Stadt und in verschiedenen Bezirken der Republik empfangen.

▼ **Zum Messen von Metallschichtdicken auf Isolierstoffen** wurde im Institut VÚST „A. S. Popow" in Prag der Dämpfungsindikator IT 021 entwickelt, der es gestattet, Schichten mit einer Dicke von 1 μ bis 100 μ zu messen.
Das Gerät arbeitet nach dem Prinzip der periodischen Impulserregung eines abgestimmten LC-Kreises. Die entstehenden Schwingungen klingen exponentiell ab, wobei die Geschwindigkeit der Amplitudenverringerung von der Dämpfung des LC-Kreises abhängig ist.

▼ **Für das Löten von Aluminium ohne Lötmittel** entwickelte das tschechoslowakische Institut für Mechanisierung und Automatisierung von Nové Mesto n. V. ein Ultraschallötgerät. Der Generator hat eine Leistung von 250 W, das Lötbad von 300 W. Der Lötprozeß dauert einige Sekunden.

▼ **Eine Farbbildröhre mit nur einem Elektrodensystem** wurde in der ČSSR entwickelt. Der Schirm besteht aus mehreren Schichten übereinander liegendem verschiedenfarbig leuchtendem Phosphor. Die Schichten können je nach Farbsignal einzeln ausgewählt und zum Leuchten gebracht werden. Die Auswahl kommt durch eine je nach Farbsignal unterschiedliche Beschleunigung des Elektronenstrahls zustande.

Kosmos 2

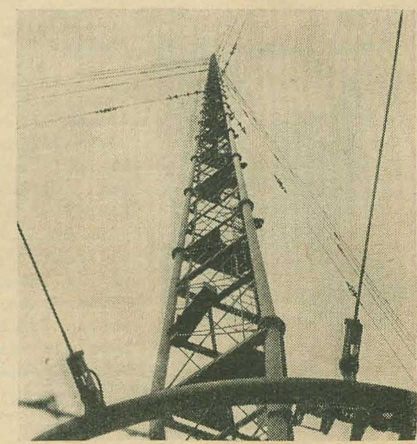
heißt der zweite Erdsatellit der UdSSR, der im Rahmen des kürzlich aufgenommenen Programms zur Erforschung der oberen Atmosphärenschichten und des kosmischen Raumes am 6. April 1962 gestartet wurde. Die Bahn, auf der sich „Kosmos 2" um die Erde bewegt, unterscheidet sich nur wenig von der vorausberechneten Bahn. Die Umlaufzeit des Sputnik beträgt 102,5 min, der Neigungswinkel 49°, das Apogäum 1560 km und das Perigäum 213 km. An Bord befindet sich u. a. ein Kurzwellensender für die Frequenzen 20,005 und 90,0225 MHz. Das wissenschaftliche Programm des „Kosmos 2" und des am 16. März gestarteten „Kosmos 1" umfaßt: Studium der Konzentration geladener Teilchen in der Ionosphäre zu dem Zweck, die Ausbreitung der Funkwellen zu erforschen; Studium von Korpuskularströmen und Teilchen von niedrigen Energien; Studium der energetischen Zusammensetzung der Strahlungsgürtel der Erde mit dem Ziel, die Strahlungsgefahr bei ausgedehnten Raumflügen zu bestimmen; Studium der ursprünglichen Zusammensetzung der Höhenstrahlen und der Varianten ihrer Intensität; Untersuchung des Magnetfeldes der Erde; Untersuchung der Kurzwellenausstrahlung der Sonne und anderer kosmischer Körper; Erforschung der oberen Schichten der Atmosphäre; Untersuchung der Einwirkung der Meteorsubstanz auf Konstruktionselemente kosmischer Objekte; Studium der Verteilung und Bildung von Wolkensystemen in der Erdatmosphäre.

Inbetriebnahme des Großsenders Zehlendorf

Am 30. März 1962 wurde der Langwellensender in Zehlendorf, Kreis Oranienburg, vom Stellvertreter des Ministers Probst seiner Bestimmung übergeben. Diese neue Anlage ermöglicht es dem Deutschlandsender, einen größeren Kreis von Hörern mit Informationen zu erreichen.
Der Langwellensender wurde im VEB Funkwerk Köpenick von einem Kollektiv unter Leitung von Herrn Dipl.-Ing. Schuppang entwickelt und im gleichen Werk gefertigt. Die gesamte Hochfrequenzleistung wird in drei Endstufen erzeugt, die über entsprechende Transformationsglieder zusammengeschaltet sind. Die Zusammenschaltung ermöglicht auch bei Ausfall einer Endstufe die störungsfreie Fortsetzung des Sendebetriebes. Die verschiedenen Schaltungsvarianten können von einem zentralen Schaltpult halbautomatisch durch eine Bedienungskraft ausgeführt werden.
Ein besonderes Element dieses Objekts ist die modernsten Gesichtspunkten entsprechende Sendeantenne. Ihr Kernstück ist ein Stahlgittermast, der mit seiner Höhe von 356 m im Augenblick das höchste Bauwerk in Europa darstellt. Die komplette Antennenanlage wurde von sowjetischen Ingenieuren konstruiert, gefertigt und gemeinsam mit dem VEB Stahlbau Lichtenberg, der Bau-Union Potsdam und weiteren Betrieben unserer Republik aufgebaut.

Ein niederfrequenter Charakterograf

wurde im fernmeldetechnischen Institut VÚST in Prag entwickelt. Er ermöglicht es, mit Hilfe einer Oszillografenröhre mit nachleuchtendem Schirm frequenzabhängige Pegelverläufe (Dämpfung, Verstärkung Impedanz u. ä.) darzustellen. Mit diesem Gerät ist es auch möglich, Vergleichsmessungen zweier Vierpole durchzuführen.
Das Gerät besteht aus einem Sendeteil (einem motorabgeglichenen Schwebungsgenerator) und einem Empfangsteil (d. h. Auswertungseinheiten).
Die technischen Angaben des Sendeteils sind: Frequenzbereich 20 Hz···20 kHz, Durchsteuern des Frequenzbereiches in etwa 7 s, Ausgangspegel einstellbar und meßbar im Bereich von — 6 N bis + 2,2 N, Frequenzabhängigkeit des Ausgangspegels kleiner als — 0,02 N.
Die technischen Angaben des Empfangsteils sind: drei umschaltbare Frequenzbereiche 20 Hz···20 kHz linear, 20 Hz···20 kHz logarithmisch und 200 Hz···6 kHz logarithmisch, Meßbereich bei normaler vertikaler Rasterteilung — 6 N···+ 3,3 N, Meßbereich bei zusammengedrückter vertikaler Rasterteilung — 8 N···+ 3,5 N, Dämpfungsverzerrung kleiner als ± 0,02 N, Eingangsimpedanz größer als 10 kΩ oder 600 Ω bei symmetrischem Eingang, größer als 1 MΩ bei nichtsymmetrischem Eingang. Impedanzmessung in sechs Bereichen 20 Ω ···300 kΩ.
Ein großer Vorteil des Charakterografen gegenüber der geläufigen Messung der Frequenzkennlinien von Punkt zu Punkt ist, daß man nach einem Eingriff in das Meßobjekt gleich sein Ergebnis vor Augen hat.
Das Gerät (das auch in dB geeicht wird) wird vom Betrieb Tesla-Strašnice in Prag unter der Typenbezeichnung 12 XZ 045 gefertigt.



Unser Bild zeigt den 356 m hohen Mast des Großsenders Zehlendorf. Der unten gerade noch sichtbare Ring dient zum Einspeisen der HF-Energie in die rhombenförmig am Mast hängenden Antennendrähte

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

11. JAHRGANG · 1. MAIHEFT 9 1962

Über die Erhöhung der Betriebssicherheit elektronischer Geräte Teil 1

Dipl.-Ing. JENS PETER REHAHN

Einleitung

Die elektronische Technik ist im Begriff, mit Riesenschritten in alle Gebiete der Wirtschaft einzudringen. Sie eröffnet Wege zur Automatisierung von Verwaltung und Produktion, die zu einem wesentlichen Ansteigen der Arbeitsproduktivität führen. Dabei dringt sie ständig in Bereiche größerer Verantwortlichkeit vor, was zur Folge hat, daß die wirtschaftlichen Folgen des Ausfalls einer elektronischen Einrichtung zunehmen. Die Erhöhung der Betriebssicherheit elektronischer Geräte ist daher eine Aufgabe, die im Interesse der Volkswirtschaft sofort mit allem Nachdruck in Angriff genommen werden muß.

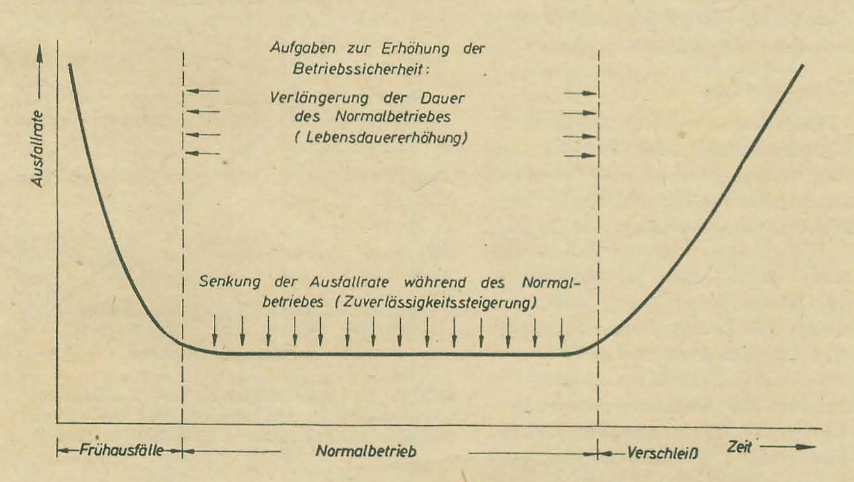


Bild 1: Ausfallrate und Funktionsabschnitte im „Leben" elektronischer Geräte

Dazu ist es zunächst erforderlich, sich Klarheit über die Problematik zu verschaffen. Bild 1 zeigt den typischen Verlauf der Ausfallrate von elektronischen Geräten als Funktion der Zeit, wobei als Ausfallrate die Zahl der ausgefallenen Geräte in der Zeiteinheit, bezogen auf die Zahl der eingesetzten Geräte, bezeichnet wird. (Häufig wird sie als p-Faktor bezeichnet und in ‰ oder % pro 1000 Stunden angegeben.) Man erkennt drei charakteristische Funktionsabschnitte:

Der erste ist durch eine zunächst verhältnismäßig hohe Ausfallrate gekennzeichnet, die innerhalb der ersten Betriebszeit (z. B. 100 bis einige 100 h) rasch abfällt. Sie wird durch die sogenannten Frühausfälle verursacht, die im wesentlichen als Auswirkungen von Fertigungsfehlern anzusehen sind.

Der zweite Abschnitt ist durch eine weitgehend konstante Ausfallrate gekennzeichnet. Die hier auftretenden Ausfälle sind zufälliger Natur und können zu jedem beliebigen Zeitpunkt eintreten. Dieser Zustand ist kennzeichnend für den Normalbetrieb elektronischer Geräte.

Der dritte Abschnitt zeigt wiederum ein Ansteigen der Ausfallrate, das durch das Eintreten des natürlichen Verschleißes verursacht wird. Damit ist die normale Lebensdauer beendet.

Wie in Bild 1 gezeigt wird, kann man aus dem zeitlichen Verlauf der Ausfallrate zwei notwendige Aufgaben zur Erhöhung der Betriebssicherheit ableiten, die nicht völlig voneinander zu trennen sind, wenn sie sich auch prinzipiell unterscheiden: Die Verlängerung der Dauer der normalen Funktion — also der Lebensdauer vor dem normalen Verschleiß — und die Senkung der Ausfallrate während der normalen Funktion, also eine Steigerung der Zuverlässigkeit.

Da unsere heutigen elektronischen Geräte aus einer Vielzahl verschiedener Bauelmente bestehen, ist deren Zuverlässigkeit und Lebensdauer natürlich letztlich ausschlaggebend. Sie sind beide aber stark davon abhängig, unter welchen Bedingungen ein Bauelement eingesetzt wird, so daß also nicht nur der Bauelementehersteller, sondern auch der Geräteentwickler und -konstrukteur einen wesentlichen Anteil an der Erhöhung der Betriebssicherheit zu übernehmen haben. Von einigen Fragen, die damit im Zusammenhang stehen, soll hier die Rede sein.



Zuverlässigkeit und Lebensdauer von Bauelementen im Gerät

Einfluß der Belastung

Jedes Bauelement ist für eine bestimmte Nennbelastung bemessen, die im Betrieb nicht überschritten werden darf. Die Einhaltung dieser Grenze genügt jedoch zur Erreichung einer hohen Zuverlässigkeit nicht. Versuche haben vielmehr gezeigt, daß bei allen Bauelementen die Ausfallrate erheblich gesenkt werden kann, wenn die Betriebsbelastung kleiner als die angegebene Nennlast ist. (Diese Maßnahme wird im Englischen „Derating" genannt.)

Wie stark diese Abhängigkeit sein kann, soll Bild 2 verdeutlichen, das die Ausfallrate von Papierkondensatoren in Abhängigkeit von der Betriebsspannung zeigt (nach [1]).

Eine Herabsetzung der Betriebsspannung auf den halben Nennwert senkt die Ausfallrate um mehr als eine Zehnerpotenz! Einen Vergleich des Ausfallverhaltens von Papier-, Keramik- und Glimmerkondensatoren in Abhängigkeit von der Betriebsspannung zeigt Bild 3 (nach [7]), aus dem zu entnehmen ist, daß sich Papier- und Keramikkondensatoren in dieser Hinsicht nur wenig unterscheiden.

Kondensatoren mit einem anderen chemischen oder physikalischen Wirkungsmechanismus zeigen naturgemäß ein abweichendes Verhalten. Bild 4 zeigt, wie der für die Lebensdauer von Tantal-Elektrolytkondensatoren maßgebliche Reststrom in Abhängigkeit von der Funktionsdauer ansteigt, je nachdem ob der Kondensator mit der vollen oder mit

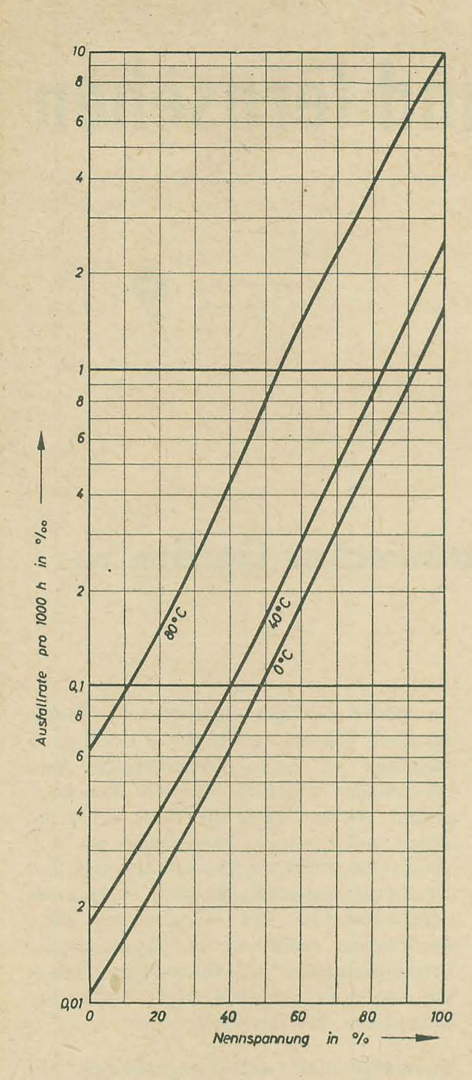


Bild 2: Ausfallrate von Papierkondensatoren in Abhängigkeit von der Betriebsspannung ◀

75% der Nennspannung betrieben wird (nach [2]). Auch hier läßt also eine Herabsetzung der Betriebsspannung eine Erhöhung der Lebensdauer erwarten.
Bei Schichtwiderständen ist nicht nur die aufgenommene Leistung, sondern auch die Höhe der angelegten Spannung zu beachten. Höhere Spannungen führen zu hohen Ausfallraten. In [1] wird über Versuche berichtet, bei denen ein Widerstandstyp bei Betriebsspannungen zwischen 0 und 80 V eine Ausfallrate von 0,04 ‰ pro 1000 Stunden aufwies, die bei Betriebsspannungen zwischen 240 und 320 V auf 1 ‰ pro 1000 Stunden, also um das 25fache, anstieg.

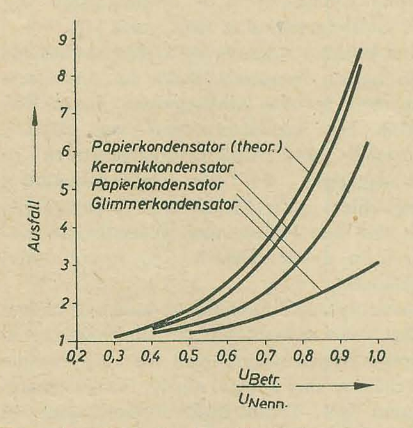


Bild 3: Vergleich des Ausfallverhaltens verschiedener Kondensatoren in Abhängigkeit von der Spannungsbelastung

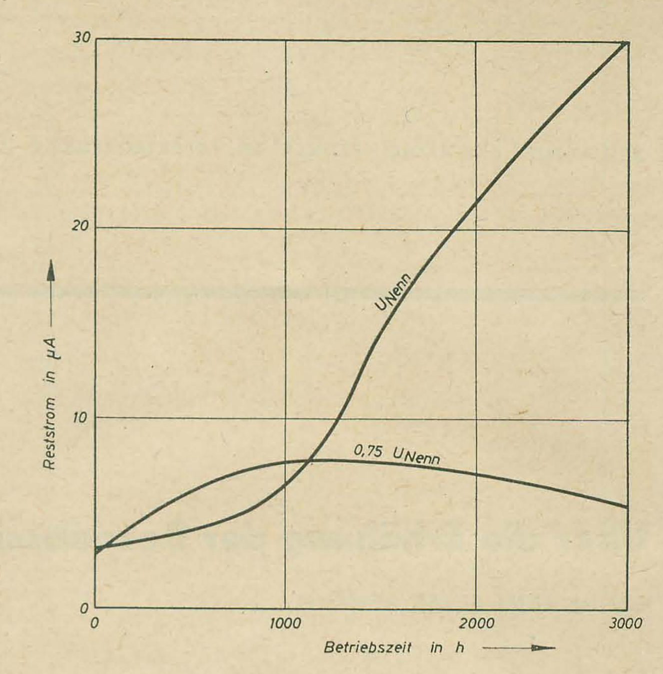


Bild 4: Zeitlicher Reststromanstieg bei Tantalkondensatoren 32 μF/35 V bei 85 °C bei Betrieb mit U_{nenn} und 0,75 U_{nenn} (SAF) ▶

Nicht immer ist der Ausfall eines Bauelementes identisch mit dem völligen Verlust der geforderten Eigenschaft. Meist kommt für die Funktion eines Gerätes das Überschreiten einer Toleranzgrenze einem Ausfall gleich. Auch das kann jedoch durch Anwendung von „Derating" verzögert oder verhindert werden. Werden höhere Ansprüche an die Einhaltung bestimmter Widerstandswerte gestellt, dann empfiehlt es sich, wesentlich unter den Werten zu bleiben, die der Hersteller als Funktion von der Umgebungstemperatur angibt. Ein Beispiel für derartige Werte zeigt Bild 5 (nach [3]). Dadurch wird die Eigentemperatur des Widerstandes gesenkt, wodurch der Ablauf von Alterungserscheinungen stark verlangsamt wird. Bei Einfluß der Feuchte sollte dies jedoch nicht zuweit getrieben werden.

Umweltbedingungen

Erhöhte Temperaturen — ganz gleich, ob sie durch Eigenerwärmung oder durch äußere Einwirkung verursacht werden — bewirken grundsätzlich einen rascheren Verlauf chemischer Prozesse, die innerhalb eines Bauelementes ablaufen. Man denke in diesem Zusammenhang daran, daß im allgemeinen durch eine Temperaturerhöhung um 10 °C die Reaktionsgeschwindigkeit etwa verdoppelt wird, bei einer Erhöhung um 100 °C also etwa vertausendfacht! Damit wird auch die rasche Zunahme der Ausfallrate von Papierkondensatoren bei ansteigender Temperatur, wie sie Bild 6 zeigt, verständlich (nach [1]). Verantwortlich dafür sind Elektrolyse und Oxydation, die den allmählichen Zerfall des Dielektrikums zur Folge haben. Durch die unvermeidlichen Inhomogenitäten tritt dann an einer besonders geschwächten Stelle ein Durchschlag ein, der zum Ausfall des Kondensators führt.
Ein weiteres Beispiel für die Abhängigkeit der Ausfälle von Bauelementen von der Betriebstemperatur zeigt Bild 7 für Tantalkondensatoren mit Sinterelektroden (nach [2]).
Man beachte, daß auch irreversible Alterungserscheinungen mit erhöhter Temperatur rascher verlaufen, wie dies schon für Kohleschichtwiderstände erwähnt wurde. Dies gilt auch für ein Bauelement wie den Schwingquarz, der an sich eine hohe Konstanz seiner Eigenschaften, insbesondere seiner Resonanzfrequenz, besitzt. Wegen des Temperaturkoeffizienten ist man jedoch oft genötigt, ihn in einem Thermostaten zu betreiben, dessen Innentemperatur über der höchsten Temperatur liegen muß, die im Gerät selbst auftritt, so daß Werte von 85 °C bis 90 °C durchaus gebräuchlich sind. Bei diesen Temperaturen altert der Quarz jedoch rascher als bei niedrigen Temperaturen, so daß für hohe Genauigkeitsforderungen des öfteren eine Korrektur durch „Ziehen" erforderlich ist. Derartige Anforderungen an die Wartung eines Gerätes könnten beträchtlich reduziert werden, wenn davon abgegangen wird,

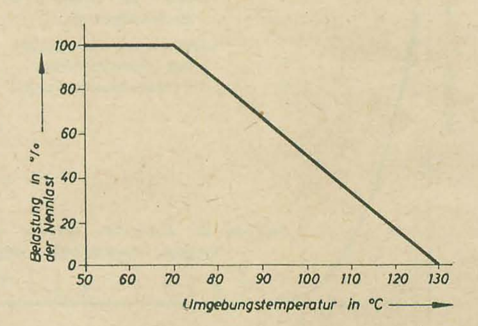


Bild 5: Zulässige Belastung von Kohleschichtwiderständen in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur (Dubilier, Typ BTT u. BTA)

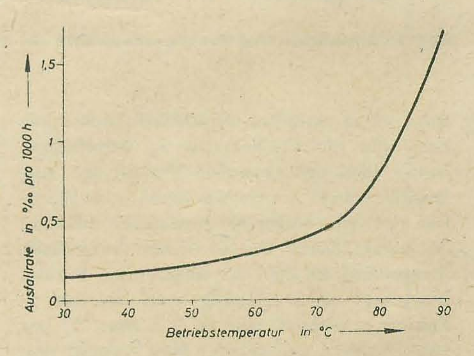


Bild 6: Ausfallrate von Papierkondensatoren in Abhängigkeit von der Temperatur bei halber Nennspannung

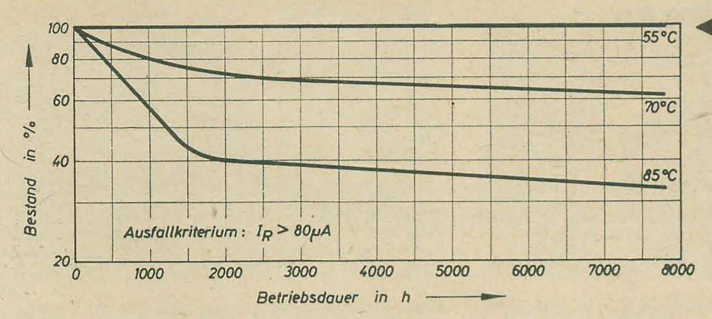
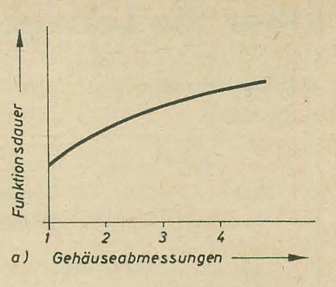
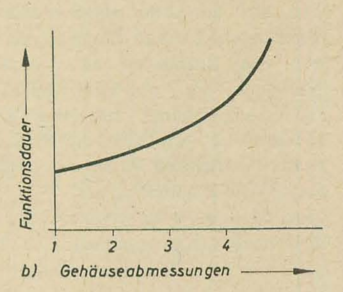


Bild 7: Einfluß der Temperatur auf die Ausfälle von Tantalkondensatoren (SAF)

Bild 8: Funktionsdauer von Aluminium-Miniatur-Elektrolytkondensatoren (Mullard C 426) in Abhängigkeit von den Gehäuseabmessungen (Typ 1: ⌀ = 3,2 mm, l = 10 mm, 2: ⌀ = 4,5 mm, l = 10 mm; 3: ⌀ = 6,4 mm, l = 18 mm; 4: ⌀ = 9 mm, l = 18 mm). a) Typen höherer Kapazität bei gleicher Nennspannung b) Typen höherer Nennspannung bei gleicher Kapazität





temperaturempfindliche Bauelemente auf einer hohen konstanten Temperatur zu halten. Die thermoelektrische Kühlung [4] eröffnet hier die Perspektive, bei hochwertigen Geräten anstelle von Thermostaten zu „Frigostaten" überzugehen, deren Temperatur auf einem niedrigen Wert konstant gehalten wird.

Wenn bisher unter den Umweltbedingungen fast nur von der Umgebungstemperatur die Rede war, so deshalb, weil Entwickler und Konstrukteur es in weitem Maße in der Hand haben, die Maximaltemperatur zu beeinflussen, unter der ein Bauelement zu arbeiten hat. Dies gilt in geringerem Maße von der Feuchte, deren Auswirkung auf das Bauelement in erster Linie vom Hersteller beherrscht werden muß. Das schließt natürlich nicht aus, daß in besonderen Fällen zu Schutzmaßnahmen wie Eingießen, Einspritzen usw. in Schutzmittel wie Silikonkautschuk u. a. gegriffen werden muß.

Es muß unter allen Umständen verhindert werden, daß einzelne Bauelemente durch ungenügende Wärmeabfuhr besonders hohen Temperaturen ausgesetzt werden. Es ist nicht immer leicht, die am meisten gefährdeten Stellen zu erkennen, und das Anbringen vieler einzelner Thermoelemente ist umständlich und zeitraubend. Oft kann eine gute Übersicht über die Wärmeverteilung rasch und einfach durch Infrarotfotografie gewonnen werden.

Miniaturisierung

Die allgemeine Tendenz zur Miniaturisierung läßt mitunter vergessen, daß die Verkleinerung der Abmessungen von Geräten oft mit einer geringeren Zuverlässigkeit und Lebensdauer erkauft werden muß. Für die Bauelemente bedeutet die Miniaturisierung erhöhte Temperaturen, dünnere Schichten, höhere Feldstärken usw., alles Faktoren, die sich auf Ausfall, Alterungs- und Verschleißerscheinungen ungünstig auswirken.

Daher ist es durchaus erklärlich, daß beispielsweise Elektrolytkondensatoren mit glatter Elektrode zuverlässiger sind, als die mit rauher Elektrode, die den Vorteil eines kleineren Volumens aufweisen. Aber auch hier gibt es noch Unterschiede. Bild 8 zeigt, wie die Lebensdauer von Miniatur-Elektrolytkondensatoren ansteigt, wenn man statt des kleinsten Typs einen größeren wählt und zwar (Bild 8a), wenn statt des an sich erforderlichen Kapazitätswertes ein höherer Wert — mit naturgemäß größerem Gehäusevolumen — gewählt und die Nennspannung beibehalten wird; während Bild 8b den umgekehrten Fall zeigt, nämlich Beibehaltung des Kapazitätswertes und Verwendung eines Typs mit höherer Nennspannung und natürlich wieder größerem Gehäusevolumen (nach [3]).

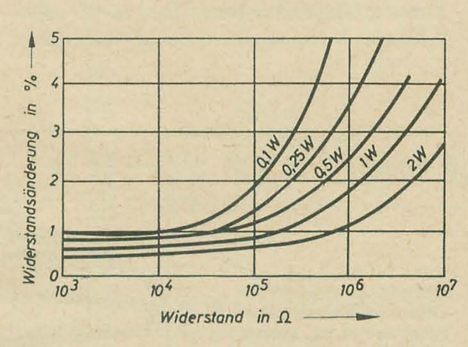


Bild 9: Vergleich verschiedener Widerstandstypen (0,1 bis 2 W Glanzkohle, VEB WBN Carl v. Ossietzky) in Bezug auf die Abhängigkeit der Änderung des Widerstandswertes vom Nennwert bei Einwirkung trockener Hitze

In diesem Zusammenhang ist auch ein Vergleich verschiedener Widerstandstypen in bezug auf ihr Änderungsverhalten bei Einwirkung trockener Wärme interessant. Bild 9 zeigt, daß die Änderungen des Widerstandswertes umso größer wird, je höher der absolute Wert und je kleiner der Widerstandstyp ist (nach [6]). Da trockene Wärme eine durchaus normale Umweltbedingung im Gerät darstellt, wird es für die dauernde Einhaltung engerer Toleranzen oft erforderlich sein, einen größeren Typ zu wählen, als es die Belastung an sich verlangen würde.

Höhe der zu erwartenden Ausfallraten

Der starke Einfluß der Umweltbedingungen sowie große Unterschiede zwischen den einzelnen Fabrikaten führen dazu, daß veröffentlichte Ausfallraten sich oft um mehrere Größenordnungen für gleiche Bauelementetypen unterscheiden. Andererseits ersieht man daraus, was durch zweckmäßige Anwendung gewonnen werden kann. In den vorhergehenden Abschnitten wurde versucht, dazu einige Beispiele zu geben. Wenn hier (Bild 10) Ausfallraten einiger Bauelemente gegenübergestellt werden, dann geschieht dies, um einen Begriff von den zu erwartenden Größenordnungen zu vermitteln. Dies ermöglicht zumindest eine grobe Abschätzung der zu erwartenden mittleren Funktionsdauer eines Gerätes.

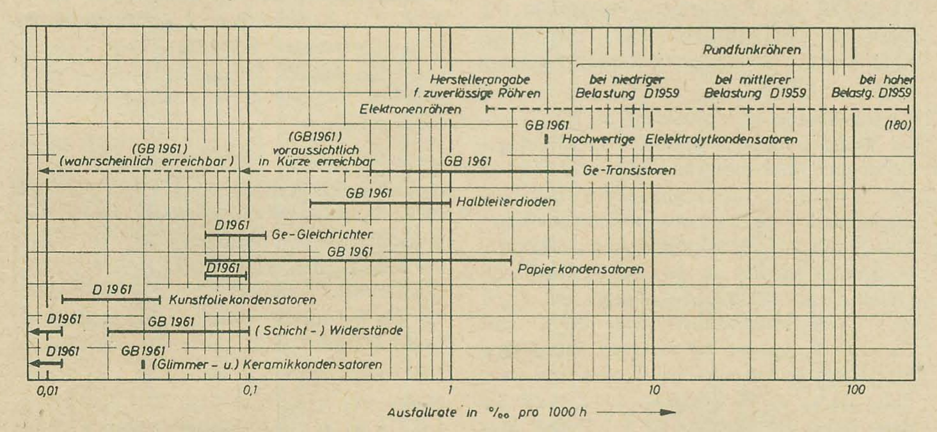


Bild 10: Übersicht über einige in der Praxis ermittelte Ausfallraten von Bauelementen und Elektronenröhren (Quellen: GB [England] 1961 nach [1], D [Westdeutschland] 1961 nach [7], D 1959 nach [8])

NEU ERSCHIENEN

J. Kammerloher

Elektrotechnik des Funktechnikers

Band I Gleichstrom

4., verbesserte und erweiterte Auflage

210 Seiten, 156 Bilder, 16,40 DM

Band II Wechselstrom

4., verbesserte und erweiterte Auflage

350 Seiten, 235 Bilder, 21,— DM

VEB VERLAG TECHNIK, BERLIN

Über die Lebensdauer von Transistoren

Ing. ERNST BOTTKE

Geräteentwickler geraten z. Zt. oft in eine schwierige Lage, weil die Transistorhersteller keine definitive Lebensdauergarantie auf ihre Erzeugnisse geben können. Auf die Schwierigkeiten des Problems wurde bereits in dieser Zeitschrift hingewiesen [1].

Der mit der Zeit abnehmende Stromverstärkungsfaktor von Transistoren hängt stark von den Zuständen an der Kristalloberfläche ab. Und auf dem Gebiet der Oberflächenbehandlung und der Oberflächenstabilisation herrscht in der Praxis trotz allen wissenschaftlichen Bemühens immer noch die empirische Ermittlung [2].

Man muß es offen aussprechen, daß es zur Zeit noch keine kommerziellen Transistoren gibt, die den Langlebensdauerröhren äquivalente elektronische Bauelemente sind[3].

Trotz dieser nicht sehr ermutigenden Aspekte wird heute jedoch ein Konstrukteur elektronischer Geräte nicht auf die Verwendung von Transistoren verzichten wollen und können. Er wird sehr interessiert Veröffentlichungen über Lebensdaueruntersuchungen und Alterungsmessungen an Transistoren erwarten. Deshalb sei hier eine Arbeit von *König* und *Strutt* [4] in gedrängter Form referiert und kommentiert. Sie ist an sich nicht so sehr wegen der erzielten, in Zahlen ausdrückbaren Ergebnisse interessant, sondern vor allem wegen der Erkenntnisse und Folgerungen für künftige Alterungsuntersuchungen.

Wahl der Versuchsbedingungen

Strutt und Mitarbeiter entschieden sich für reine Lagertests bei erhöhter Temperatur (75 °C und 55 °C), weil die Erkenntnis, daß der ausschlaggebende Faktor für die Alterungsgeschwindigkeit die Kristalltemperatur ist, als hinreichend fundiert anzusehen ist, obgleich einige Autoren auch einen gewissen Einfluß der Kollektorspannung festgestellt haben [5]. Der Grund, warum man dem Wunsche der Transistorverbraucher nach Alterungsuntersuchungen unter Last nicht nachkommt, ist die Tatsache, daß der Zusammenhang zwischen Kristalltemperatur und Verlustleistung (Wärmewiderstand) von Exemplar zu Exemplar stark schwankt. Die Zahlenangaben über den Wärmewiderstand in den Datenblättern sind lediglich Maximalwerte. Angaben darüber, wie weit die tatsächlichen Werte bei einigen Typen der DDR-Produktion darunter liegen, hat *Ludwig* gemacht [6]. Außerdem würde ein Vergleich etwa gleicher Transistortypen verschiedener Hersteller bei maximaler Last nicht möglich sein, weil die Hersteller — teils auf individuelle Ansichten des Entwicklers oder auf Grund der technologischen Möglichkeiten in der Fabrikation — unterschiedliche Reserven in die Angaben über den Wärmewiderstand und die maximale Verlustleistung legen. Schließlich spricht auch die zu erwartende inhomogene Stromverteilung über die Basiszone, die eine entsprechende ungleichmäßige Temperaturverteilung zur Folge hat, gegen Alterungsuntersuchungen bei elektrischer Last. Auf Grund der angeführten Ursachen würden die Ergebnisse so stark streuen, daß einheitliche Tendenzen des Verhaltens nicht zu erkennen wären.

Meßprogramm

Bei den Versuchen wurden zur Lagerung Trockenöfen normaler Bauart ohne Luftumwälzung benutzt. Die Temperatur schwankte um den Sollwert von 75 °C mit einer Amplitude von 1 °C und mit einer Periode von 8,5 min. Infolge der Wärmeträgheit der Transistoren dürften die Schwankungen der Kristalltemperatur selbst gegenüber den genannten Werten noch um den Faktor 2 gedämpft worden sein, so daß das Alterungsverhalten dadurch nicht beeinflußt worden ist.

Nach der Lagerung wurden zum Zwecke der Messung die Transistoren auf 25 °C abgekühlt. Sie befanden sich dabei in einem Ofen, der diese Temperatur mit einer Genauigkeit von ± 0,1 °C konstant hielt. Die relativ hohe Konstanz der Meßtemperatur ist vor allem wegen der exponentiellen Temperaturabhängigkeit der Restströme erforderlich. Sie liegt bei etwa 10%/°C. Die Temperaturabhängigkeit der Stromverstärkung beträgt etwa 1 ··· 2%/°C.

Zu beachten ist ganz allgemein bei Messungen an Transistoren und speziell bei Alterungsmessungen, daß auch dann, wenn der Kristall die Meßtemperatur angenommen hat, die Meßgrößen noch keineswegs konstant sind. Durch die bereits eingangs und früher [1] erwähnten Effekte an der Kristalloberfläche treten Nachwirkungserscheinungen auf. Nach dem Temperaturwechsel von 75 °C auf 25 °C muß man bis zur Messung immer eine bestimmte Zeit verstreichen lassen. In diesem Falle waren es 15 Stunden. Auch nach der dann folgenden Einstellung des Meßpunktes ändern sich noch gewisse Parameter. Der Meßwert wurde nach einer Zeit von 30 Sekunden abgelesen.

Um eindeutig reproduzierbare Werte zu erhalten, mußten die Messungen in einem Faradayschen Käfig ausgeführt werden, da offenbar vagabundierende Hochfrequenzströme im Zusammenwirken mit den teilweise sehr stark gekrümmten Kennlinien bereits merkbare Meßfehler hervorrufen können.

Die Reihenfolge, in der die verschiedenen Größen gemessen wurden, war ebenfalls von entscheidender Bedeutung. So bewirkte z. B. die Belastung bei der Messung von h_{21e} ein Ansteigen der Kristalltemperatur um etwa 2 °C. Das kann bei der nachfolgenden Messung des Reststroms einen Fehler bis zu 20% zur Folge haben.

Das Messen der Stromverstärkung h_{21e} erfolgte in einer Brückenschaltung (Telefunken Teletrans, 2% abs. Konstanz, ± 2% Einstell- und Ablesefehler).

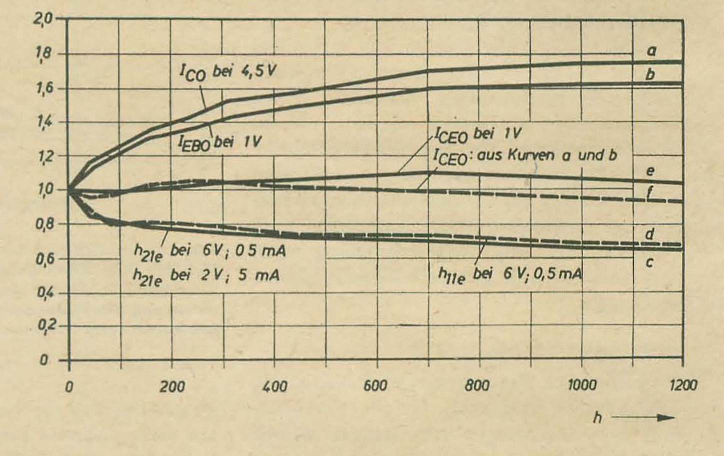


Bild 1: Alterung der Meßgrößen eines Transistors nach einer Lagerung bei 75 °C, relativ auf den Anfangswert bezogen

Was wurde gemessen?

Die Alterungsuntersuchungen von *König* und *Strutt* [4] wurden an HF-Legierungstransistoren ausgeführt, die etwa dem Valvo-Typ OC 44/45 oder dem Typ OC 871/72 des Halbleiterwerkes Frankfurt/Oder entsprechen. Es standen Exemplare von vier europäischen und einem japanischen Hersteller zur Verfügung.

Gemessen wurden folgende Kennwerte:

Kollektorreststrom I_{CO} bei $U_C = 2$ V und 12 V;

Kurzschlußstromverstärkung h_{21e} bei 1 kHz im Arbeitspunkt $U_{CE} = 6$ V, $I_E = 0{,}5$ mA;

Durchbruchsspannung U_D, hier willkürlich als die Spannung definiert, bei welcher $I_C = 0{,}1$ mA groß wird.

Die Grenzfrequenz f_α wurde an den Exemplaren von zwei Fabrikaten über eine Lagerzeit (75 °C) von 1000 Stunden untersucht. Die festgestellten Änderungen blieben innerhalb

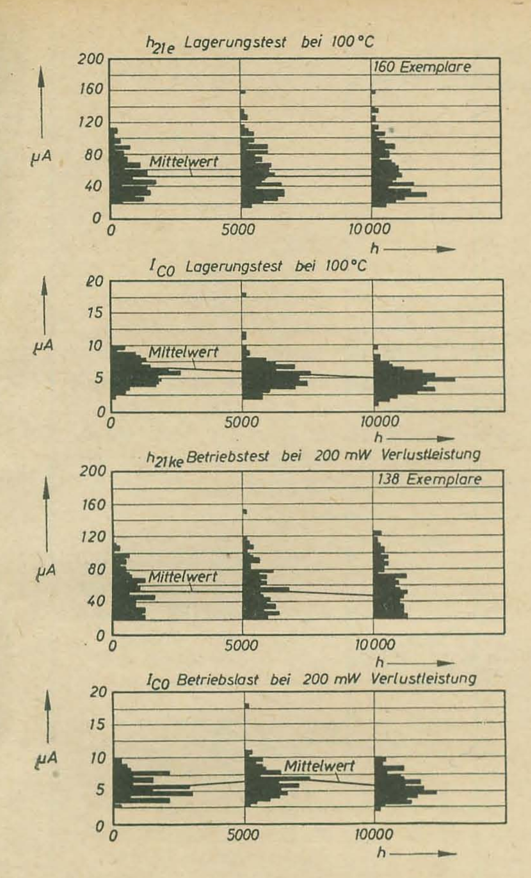


Bild 2: Statistische Darstellung des Alterungsverhaltens einer großen Anzahl von Transistoren

der Meßstreuung von ± 1%. Man kann also annehmen, daß die Grenzfrequenz keiner nennenswerten Alterung unterliegt. Ebenso zeigte sich, daß der Kollektorreststrom in Emitterschaltung I_{CEO} über die gesamte Lebensdauer des Transistors verhältnismäßig konstant ist. Das liegt daran, daß der mit der Lager- bzw. Betriebszeit ansteigende Reststrom in Basisschaltung mit einem Abfall der Stromverstärkung β einhergeht. Beide Änderungstendenzen kompensieren sich gemäß der Bezeichnung

$$I_{CEO} \approx I_{CO} \cdot \beta$$

Untersuchungsergebnisse

Bild 1 zeigt die zeitliche Veränderung verschiedener Kennwerte eines Transistors im Verlaufe eines über 1200 Stunden ausgedehnten Lagertests bei 75 °C. Der Verlauf der Kurven ist nicht allgemein, sondern nur im Mittel für das betreffende Fabrikat typisch. Unter allen Fabrikaten befinden sich stets einige Exemplare, deren Kennwerte sich unregelmäßig ändern.
Im allgemeinen kann man unterscheiden:

1. Änderungen während der ersten Stunden

Sie sind sehr uneinheitlich und offenbar von der „Vorgeschichte" des Transistors abhängig. Die Verfasser [4] vermuten, daß nicht alle Exemplare — auch desselben Fabrikates — der gleichen Nachbehandlung unterworfen wurden. Bis auf ein Fabrikat, dessen zur Verfügung stehenden Exemplare sich einheitlich verhalten (Beispiel Bild 1), ist es nicht möglich, aus dem Verlauf der Alterungskurven während der ersten Stunden auf das spätere Verhalten zu schließen.

2. Tendenzen im Mittelteil der Alterungskurven

Sie sind ebenfalls noch uneinheitlich, und auf Grund von 1000-Stunden-Tests darf man noch keine Lebensdauervoraussagen wagen.
In der Originalarbeit werden die totalen Änderungen der erfaßten Transistorkennwerte — gemittelt für jedes Fabrikat — getrennt für den Zeitraum von 0 ··· 3000 und von 240 ··· 3000 Stunden tabellarisch zusammengestellt. Dabei zeigt sich zwar für die zweite Periode eine geringere Veränderung der Werte, die aber für das betreffende Fabrikat keineswegs als repräsentativ anzusehen ist, da die Zahl der untersuchten Exemplare zu gering war.
Die Herabsetzung der Lagerungstemperatur von 75 °C auf 55 °C ergab keine grundsätzlich neuen Aspekte. Wie zu erwarten, waren die Änderungen im Mittel geringer.

Schluß

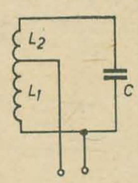
Aus den bisherigen Ausführungen darf man wohl den Schluß ziehen, daß die behandelte Materie von Natur aus „spröde" ist. Es wird eines erheblichen Aufwandes bedürfen, um zu definitiven Aussagen zu kommen. Auf Grund des von *König* und *Strutt* veröffentlichten Materials sind diese nicht möglich. Deshalb wurde hier auf die Wiedergabe sämtlicher Kurven verzichtet und mehr Wert auf die allgemeinen Erkenntnisse über die Durchführung von Lebensdauertests gelegt.
Abschließend sei noch eine grafische Darstellung über laufende Lebensdaueruntersuchungen einer amerikanischen Firma erwähnt [7]. Die Firma General Electric bietet Germanium-NF-pnp-Legierungstransistoren der Reihe 2 N 1414 und 2 N 525 als besonders stabil an. Nach einem Dichtigkeitstest und einer „Vorabalterung" durch Einlagerung während 100 Stunden bei höherer Temperatur werden wöchentlich 300 Exemplare aus der Fabrikation entnommen und etwa je zur Hälfte einem Lagerungstest und einem Belastungstest von 10000 Stunden unterworfen (Fabrikationsüberwachung). Die Ergebnisse in Form einer statistischen Häufigkeitsverteilung zeigt Bild 2. Das Verhalten einzelner Exemplare kann man daraus, im Gegensatz zu der Darstellungsweise von *König* und *Strutt*, natürlich nicht ersehen.

Literatur

[1] E. Bottke: Wie steht es mit der Lebensdauer von Transistoren?; radio und fernsehen 16 (1960) S. 521 und 522
[2] H. U. Harten: Die Rekombination injizierter Ladungsträger beim Transistor; Elektronische Rundschau 3 (1961) S. 111 bis 116
[3] Prof. Dr. W. Bürck: Bedeutung und Fortschritte der Frequenzmeßtechnik; Funktechnik 23 (1961) S. 824
[4] König und Strutt: Alterungsmessungen an Germanium-HF-Transistoren mit homogen dotierter Basis verschiedenen Fabrikates; AEÜ 7 (1961) S. 319 ··· 326
[5] Roberts, Henderson, Hartie: An accelerated ageing experiment on germanium p-n-p — alloy — type transistors; Proc. Inst. Elect. Engrs (B) 106 (1959) Su 17, S. 958 ··· 963
[6] Ludwig: Thermische Betrachtungen bei pnp — Ge — Transistoren OC 816, OC 831, OC 871; Technische Mitteilungen des Instituts für Halbleitertechnik (Teltow) 61 T 7
[7] Anzeige der Fa. General Electric in der Zeitschrift Electronic Industries; April (1961) S. 44 und 45

Einfaches Siebglied

In radio und fernsehen 1 (1962) S. 27 bis 31 wurde die Schaltung eines Siebgliedes mit hohem Siebfaktor beschrieben, eine Schaltung, die trotz ihrer Vorteile wenig angewendet wird. Nun gibt es in der Hochfrequenztechnik ein Analogon, den angezapften Schwingkreis (siehe Bild), der im Prinzip auf der gleichen



Schwingkreis als Siebglied

Tatsache beruht, daß ein Teil der Schaltung als Saugkreis ausgebildet ist, mit dem man je nach Wunsch entweder die 1. oder 2. Harmonische wegsieben kann. Eine kurze Nachrechnung des Siebgliedes führt zu dem gleichen Ergebnis, daß nämlich das Spulenende mit dem Siebkondensator für die gewünschte Frequenz auch einen Saugkreis bildet und dadurch die hohe Siebwirkung zustande kommt. Der induktive Widerstand der Spule mit der Windungszahl w_1 ist gleich dem kapazitiven Widerstand des Kondensators C, so daß als Widerstand für die gewünschte Frequenz nur der ohmsche Widerstand der Spule bleibt.
Bei der angezapften Spule des Schwingkreises bilden L_2 und C den Saugkreis, der in diesem Falle, weil eine oberwellenarme Schwingung gewünscht wird, je nach Eintakt- oder Gegentaktbetrieb auf die 1. oder 2. Harmonische abgestimmt ist, während der Gesamtkreis, bestehend aus den Spulen L_1 und L_2 sowie C auf der Grundwelle schwingt.
Natürlich hat diese Schaltung auch einen Nachteil. Dieser liegt darin, daß bei kapazitiver Abstimmung der Spulenabgriff auch mit verschoben werden muß. Die Schaltung eignet sich daher nur für Bandsender. Da aber durch die „anlaufende" Fertigung von Hochfrequenztransistoren der Bau kleiner Sprechfunkgeräte auf festen Frequenzen in den Bereich der Möglichkeit gerückt ist, sollte durch diesen Beitrag auf die einfache Methode der Schaffung einer oberwellenarmen Ausstrahlung ohne zusätzliche Siebmittel hingewiesen werden. *Bruske*

Vierpolmessungen an NF-Transistoren

Ing. W. DENDA

Mitteilung aus dem VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)

Definition der h_{ike}-Parameter

Zur eindeutigen Kennzeichnung der Vierpoleigenschaften eines NF-Transistors benutzt man im allgemeinen die h-Parameter. Man unterscheidet hierbei in Parameter der Basisschaltung h_{ikb}, der Emitterschaltung h_{ike} und der Kollektorschaltung h_{ikc}.
Da der NF-Transistor im Normalfall in der Emitterschaltung betrieben wird, sind die h_{ike}-Parameter von größtem Interesse. Auf diese wird im folgenden näher eingegangen. Zur Umrechnung dieser Parameter in die h_{ikb}- und h_{ikc}-Parameter benutzt man die bekannten Umrechnungsbeziehungen.

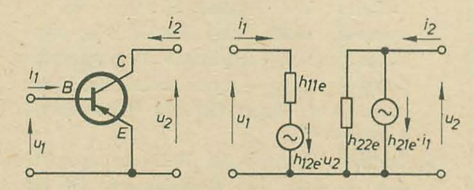


Bild 1: Ersatzschaltbild in Emitterschaltung

Die Definitionsgleichungen für die h_{ike}-Parameter sind aus dem NF-Ersatzschaltbild des Transistors (Bild 1) abzuleiten. Sie lauten

$$u_1 = h_{11e} \cdot i_1 + h_{12e} \cdot u_2 \qquad (1)$$

$$i_2 = h_{21e} \cdot i_1 + h_{22e} \cdot u_2 \qquad (2)$$

Hierin bedeuten

$$h_{11e} = \left(\frac{u_1}{i_1}\right) u_2 = 0 \qquad (3)$$

(Eingangswiderstand bei kurzgeschlossenem Ausgang)

$$h_{12e} = \left(\frac{u_1}{u_2}\right) i_1 = 0 \qquad (4)$$

(Spannungsrückwirkung bei offenem Eingang)

$$h_{21e} = \left(\frac{i_2}{i_1}\right) u_2 = 0 \qquad (5)$$

(Stromverstärkung bei kurzgeschlossenem Ausgang)

$$h_{22e} = \left(\frac{i_2}{u_2}\right) i_1 = 0 \qquad (6)$$

(Ausgangsleitwert bei offenem Eingang)

Die Bedeutung dieser Parameter ist auch am vollständigen Kennlinienfeld des Transistors zu erkennen. Dazu geht man von den Wechselstromgrößen auf die Gleichstromgrößen über und erhält nach den Gleichungen (3) bis (6)

$$h_{11e} = \frac{u_1}{i_1} = \frac{dU_{BE}}{dI_B} \approx \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} \qquad (7)$$

$$h_{12e} = \frac{u_1}{u_2} = \frac{dU_{BE}}{dU_{CE}} \approx \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta U_{CE}} \qquad (8)$$

$$h_{21e} = \frac{i_2}{i_1} = \frac{dI_C}{dI_B} \approx \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \qquad (9)$$

$$h_{22e} = \frac{i_2}{u_2} = \frac{dI_C}{dU_{CE}} \approx \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{CE}} \qquad (10)$$

Bild 2 zeigt das vollständige Kennlinienfeld eines Transistors in Emitterschaltung. Hierin kann man die h_{ike}-Parameter als Anstieg der jeweiligen Kennlinie erklären.

Grundsätzliche Meßanordnungen

Die im folgenden aufgeführten Meßanordnungen sind nicht für Präzisionsmessungen bestimmt. Sie genügen nur der „praktischen" Genauigkeit von etwa 1%. Diese ist für Einzel- und Reihenmessungen stets ausreichend, da die Genauigkeit der Bauelemente, die zusammen mit dem Transistor in eine Schaltung eingebaut werden, meist noch geringer ist.
Die Vierpolmessungen werden mit Wechselspannungen von etwa 1 kHz durchgeführt. Dabei ist die Amplitude der Wechselspannung stets sehr viel kleiner als der Wert der anliegenden Gleichspannung. Dies ist erforderlich, damit die Krümmung der Kennlinie keine Verzerrung der Sinusspannung hervorruft und damit der Anstieg der Kennlinie genau in dem geforderten Punkt gemessen wird.
Der eingangsseitige Leerlauf und der ausgangsseitige Kurzschluß werden auch nur „praktisch" erreicht, weil immer noch Widerstände vorhanden sein müssen, an denen gemessen wird.
In den folgenden Abschnitten wird die Arbeitspunkteinstellung des Transistors nicht berücksichtigt. Es wird vorausgesetzt, daß am Transistor ein bestimmter Arbeitspunkt eingestellt ist.

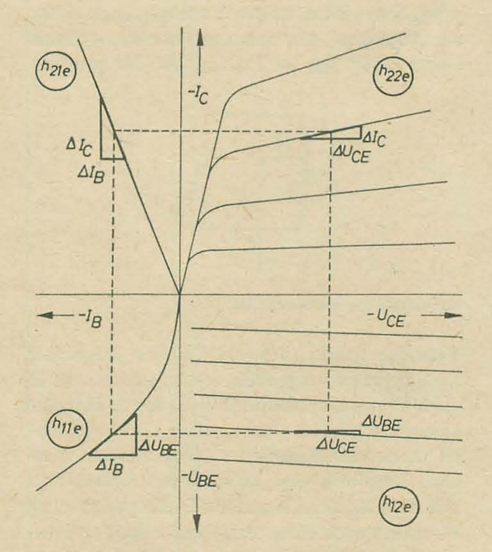


Bild 2: Vollständiges Kennlinienfeld in Emitterschaltung

Messung von h_{11e}

In die Basis des Transistors wird ein konstanter Strom von $1 \cdots 2\,\mu A$ eingespeist. Ein Vorwiderstand $R_V \gg h_{11e}$ hält diesen Strom konstant, auch wenn Transistoren mit unterschiedlichen Eingangswiderständen gemessen werden. Ein zwischen Basis und Emitter liegendes RVM mißt die dort abfallende Spannung, die dem Eingangswiderstand h_{11e} direkt proportional ist. Der ausgangsseitige Kurzschluß wird durch einen Widerstand $R_L \ll \frac{1}{h_{22e}}$ gebildet.

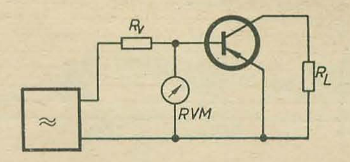


Bild 3: Messung von h_{11e}

Messung von h_{12e}

An die Kollektor-Emitter-Strecke wird eine Spannung von etwa 1 V angelegt. Die zwischen Basis und Emitter abfallende Spannung wird mit einem RVM gemessen. Sie ist proportional der Spannungsrückwirkung h_{12e}. Bei der Messung ist zu beachten, daß der Eingangswiderstand des RVM sehr viel größer als der Eingangswiderstand des Transistors ist.

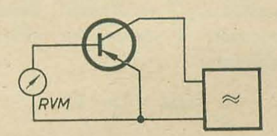


Bild 4: Messung von h_{12e}

Messung von h_{21e}

In die Basis des Transistors wird ein konstanter Strom von $1 \cdots 2\,\mu A$ eingespeist. Der dadurch fließende Kollektorstrom erzeugt an einem Widerstand R_L einen Spannungsabfall, der mit einem RVM gemessen wird. Dieser Spannungsabfall ist dem Kollektorstrom und damit der Stromverstärkung h_{21e} direkt proportional. Der Widerstand R_L muß sehr viel kleiner als der Ausgangswiderstand des Transistors sein, um einen ausgangsseitigen Kurzschluß zu gewährleisten.

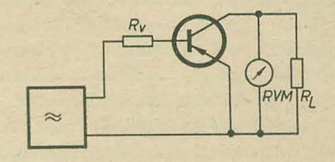


Bild 5: Messung von h_{21e}

Messung von h_{22e}

Über einen Widerstand R wird an die Kollektor-Emitter-Strecke eine konstante Spannung von etwa 1 V angelegt. Dieser Widerstand R muß sehr viel kleiner sein als der Ausgangswiderstand des Transistors, damit der Spannungsabfall über ihm vernachlässigbar klein ist gegenüber der angelegten Spannung. Dieser Spannungsabfall über R wird mit einem RVM gemessen. Er ist dem Strom und damit auch dem Ausgangsleitwert h_{22e} direkt proportional.

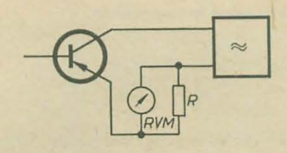


Bild 6: Messung von h_{22e}

Kombinierte Meßschaltungen

Wenn man die einzelnen Meßschaltungen betrachtet, erkennt man, daß in den Bildern 3 und 5 sowie in den Bildern 4 und 6 der Transistor jeweils in der gleichen Weise betrieben wird. Es liegt nahe, jeweils zwei Schaltungen zusammenzufassen und auf diese Weise zwei Parameter gleichzeitig zu messen.

Messung von h_{11e} und h_{21e}

Bild 7 zeigt eine Meßanordnung, mit der eine gleichzeitige Messung von h_{11e} und h_{21e} erfolgt. Dem Transistor wird ein konstanter Basisstrom zugeführt. Die zwischen Basis und Emitter abfallende Spannung (proportional h_{11e}) und die über dem Widerstand R_L abfallende Spannung (proportional h_{21e}) werden gemessen. Dabei ist wegen $R_L \ll \frac{1}{h_{22e}}$ die Kurzschlußbedingung erfüllt.

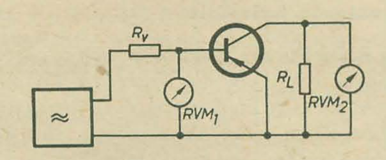


Bild 7: Messung von h_{11e} und h_{22e}

Messung von h_{12e} und h_{22e}

Die Meßanordnung zeigt Bild 8. Der Generator muß eine konstante Spannung abgeben, unabhängig von der Belastung (niederohmiger Ausgang). RVM_2 mißt die über R abfallende Spannung (proportional h_{22e}) und RVM_1 die zwischen Basis und Emitter abfallende Spannung (proportional h_{12e}). Dabei muß der Eingangswiderstand von RVM_1 sehr viel größer sein als h_{11e}.

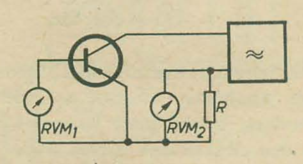


Bild 8: Messung von h_{12e} und h_{22e}

Meßgerät für sämtliche h_{ike}-Parameter

Die bisher beschriebenen Meßanordnungen sind für Reihenmessungen ungeeignet, da die Parameter in zwei Arbeitsgängen gemessen werden müssen. Im folgenden wird ein Meßgerät beschrieben, mit dem sämtliche Parameter gemessen werden können (Bild 9).
Bei Drücken der Taste A werden h_{11e} und h_{21e}, bei Drücken der Taste B h_{12e} und h_{22e} gemessen. Außerdem ist eine Eichmöglichkeit vorgesehen (Taste E). Die Arbeitspunkteinstellung am Transistor ist der Übersichtlichkeit wegen weggelassen.

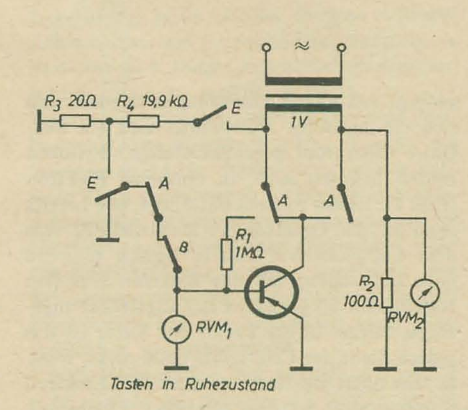


Bild 9: Messung sämtlicher h_{ike}-Parameter

Der eingebaute Generator hat einen Ausgangstrafo, um einen niederohmigen Ausgang zu erzielen. Die Ausgangsspannung beträgt etwa 1 V, die Frequenz etwa 1 kHz. Durch Verwendung eines brückenstabilisierten RC-Generators mit amplitudenabhängiger Gegenkopplung wird eine genügende Konstanz von Frequenz und Ausgangsspannung erreicht.
Die beiden RVM bestehen aus je einem vierstufigen, gegengekoppelten Verstärker mit Gleichrichter und Anzeigeinstrument. An diesem kann der Wert des jeweiligen Parameters direkt abgelesen werden. Die Bereichsumschaltung erfolgt zwischen der zweiten und dritten Stufe des Verstärkers, damit der Eingangswiderstand des RVM möglichst hoch ist. Die Empfindlichkeit der RVM ist in gewissen Grenzen regelbar. Dies ist erforderlich für den Eichvorgang.

Messung von h_{11e} und h_{21e}

Taste A ist gedrückt. Der Generatorausgang liegt mit einer Seite über R_1 an der Basis des Transistors und mit der anderen Seite über R_2 an Masse. In die Basis des Transistors fließt also ein Strom von 1 μA. RVM_1 mißt die Spannung an der Basis-Emitter-Strecke (proportional h_{11e}). RVM_2 mißt die über R_2 abfallende Spannung. Diese wird vom Basisstrom und vom Kollektorstrom erzeugt. Der Anteil des Basisstromes kann im Normalfall vernachlässigt werden, so daß die über R_2 abfallende Spannung proportional h_{21e} ist.

Messung von h_{12e} und h_{22e}

Taste B ist gedrückt. Der Generatorausgang liegt mit einer Seite am Kollektor des Transistor und mit der anderen Seite über R_2 an Masse. Dabei ist R_2 gegenüber dem Ausgangswiderstand des Transistors zu vernachlässigen, so daß am Transistor die volle Spannung anliegt. Die über R_2 abfallende Spannung ist proportional dem fließenden Strom und damit auch h_{22e}. Sie wird mit RVM_2 gemessen. RVM_1 mißt die an der Basis-Emitter-Strecke liegende Spannung. Diese ist proportional h_{12e}.

Eichvorgang

Für jede Messung mit dem beschriebenen Gerät kann man folgende Gleichung aufstellen:

$$\alpha = C \cdot U \cdot h_{ike} \qquad (11)$$

Hierin bedeuten

α = Ausschlag am RVM
C = Konstante, die sich aus der Empfindlichkeit des RVM und aus der Meßschaltung ergibt.

Soll das RVM den Wert des Parameters richtig anzeigen, dann muß das Produkt C · U konstant bleiben. Dies kann durch Verändern der Empfindlichkeit des RVM erreicht werden.
Beim Eichvorgang ist Taste E gedrückt. Die Eichung erfolgt ohne Transistor. Am Generatorausgang liegt die Reihenschaltung von R_2, R_3 und R_4. Die über R_3 und R_2 abfallenden Eichspannungen werden von RVM_1 und RVM_2 gemessen. Dabei müssen die Zeiger der Anzeigeinstrumente auf festgelegten Eichmarken stehen. Ist dies nicht der Fall, z. B. bei Veränderung der Röhrenkenndaten oder der Generatorspannung, dann muß die Empfindlichkeit des betreffenden RVM nachgeregelt werden.

Aus

Nachrichtentechnik

Technisch-wissenschaftliche Zeitschrift für Elektronik · Elektroakustik · Hochfrequenz- und Fernmeldetechnik

Heft 5 (1962)

- Die statischen Kennlinien des Transistors, Teil 1
- Halbleiter in der Fernsprechtechnik, Teil I
- Halbleiterbauelemente für die erhöhten Anforderungen der Weitverkehrstechnik
- Gesichtspunkte zum Entwurf von transistorisierten TF-Systemen
- Neuartige Tantal-Kondensatoren

Über die Leitfähigkeit von festen Körpern

HANS-WERNER WEBER

Dieser Beitrag entstand aus einer Reihe von Diskussionen über Probleme des Leitungsmechanismus, wie sie dem elektrotechnisch Interessierten täglich begegnen. Es wurde versucht, eine Möglichkeit zu finden, die Dinge so anschaulich wie nur möglich darzustellen. Dabei mußte natürlich auf die Exaktheit verzichtet werden, die von der theoretischen Physik gerade bei den atomaren Zusammenhängen gefordert wird. Wenn sich dem Leser dennoch einige Erkenntnisse für die Untersuchung des Leitungsmechanismus neuartiger Halbleiterbauelemente ergeben, so hat die kurze Betrachtung ihren Zweck erreicht. Sicher wird der theoretisch Vorgebildete über die Vereinfachungen z. B. bei der Erläuterung der Zusammenhänge zwischen Temperatur und Leitfähigkeit metallischer Kristalle zugunsten der Anschaulichkeit hinwegsehen.

Einteilung der Festkörper

Bei den in der Natur vorkommenden Festkörpern unterscheidet man solche mit kristallinischer und nichtkristallinischer Struktur. Die meisten festen Materialien weisen einen kristallinischen Aufbau auf und ihnen sollen auch die nachfolgenden Betrachtungen gelten. Die Kristalle werden dabei nach der Natur ihrer Bindung eingeteilt.

Ionische Kristalle

Die charakteristische Bindung für Kristalle dieser Art ist die heteropolare Bindung, auch Ionenbindung genannt. Ein einfaches Ion ist ein ehemaliges Atom, das durch Aufnahme oder Abgabe von Elektronen seine elektrische Neutralität verloren hat und dadurch negativ oder positiv geladen ist. Da bei allen Elementen das Bestreben vorhanden ist, eine Achterschale (Edelgaskonfiguration) zu erhalten, resultiert daraus der Elektronenaustausch. Die Achterschale läßt auf besondere Stabilität schließen, denn hierdurch ist das indifferente Verhalten der nullwertigen Edelgase zu erklären. Anhand des bekannten Kochsalzes NaCl soll diese Bindung veranschaulicht werden. Das Natriumatom besitzt auf der Außenschale ein Elektron und das Chloratom sieben Elektronen. Baut jetzt das Natriumatom dieses eine Elektron seiner Außenschale auf die Außenschale des Chloratoms ab, so erhalten beide Atome Edelgaskonfiguration.

Durch den Elektronenaustausch geht jedoch beiden Atomen ihre elektrische Neutralität verloren. Da beide entgegengesetzt polarisiert sind, werden sie durch die wirkenden elektrostatischen Kräfte zusammengehalten. Diese Kräfte wirken nach allen Seiten gleichmäßig und rufen eine räumliche Anordnung der Ionen in Form des Kristallgitters hervor. Im Gitteraufbau sind die Ionen so untergebracht, daß sich gleichgeladene Teilchen möglichst wenig stören. Jede Ionenanordnung im Kristallverband stellt einen Gleichgewichtszustand dar, wobei sich die im Gitter wirkenden Kräfte durch das Coulombsche Gesetz bestimmen:

$$P = \frac{1}{D} \cdot \frac{e_1 \cdot e_2}{a^2}, \qquad (1)$$

dabei sind P die wirkende Kraft, D die Dielektrizitätskonstante, a der Abstand der Ionenmittelpunkte und e_1 bzw. e_2 die Ladung der positiven bzw. negativen Ionen.

Die Ursache des Elektronenaustausches

Um die Ursache des Elektronenaustausches des Natriums und des Chlors näher zu untersuchen, soll davon ausgegangen werden, daß sich ein positives Natriumion und ein neutrales Chloratom gegenüberstehen. Zwischen beiden befindet sich ein einzelnes Elektron (Bild 1). Dieses System unterliegt, wie bereits erwähnt, den Gesetzen der Elektrostatik. Aus dem Coulombschen Gesetz logisch folgernd ließe sich sagen, daß das Elektron von dem Natriumion als positiven Ladungsträger angezogen würde. In der Praxis der Natur ist das jedoch nicht der Fall, selbst dann nicht, wenn es sehr dicht am Natrium sitzt. Das Elektron wandert stets zu dem neutralen Chloratom.

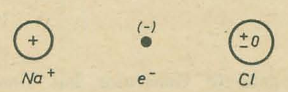


Bild 1: Elektron zwischen Natriumion und neutralem Chloratom

Diese Tatsache läßt sich damit erklären, daß noch eine zweite Kraft existiert, die größer ist als die zwischen Natriumion und dem Elektron wirkende elektrostatische Kraft. Um diese Ursache zu begründen, muß man das Elektron in seinem Wesen als schwingende Elektrizitätswolke betrachten. Man kann sich die Eigenschaften der Elektronen als negativ geladene Elementarteilchen so vorstellen, daß diese in Form eines Dralles um eine sie durchdringende Achse rotieren. Besser fundiert ist allerdings eine Annahme von Schrödinger, nach der das Elementarteilchen einer Zitterbewegung um ein virtuelles Zentrum nachgeht. Diese Zitterbewegung, die eine Folge der Wechselwirkung des Teilchens mit seinem Strahlungsfeld ist, bezeichnet man als Spin. Formal läßt sich der Spin mit einem elektrischen Schwingungsvorgang vergleichen, z. B. mit stehenden Wellen auf zwei parallelen Leitern (Bild 2). Schwingen die Ladungen in gleicher Phase, so stoßen sie sich ab, während sie sich anziehen,

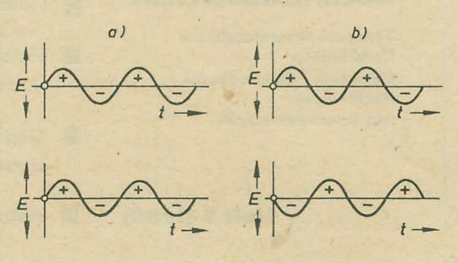


Bild 2: a) gleichphasige Wellen, b) phasenverschobene Wellen

wenn die Schwingungsvorgänge gegenseitig um eine halbe Phase verschoben sind. Das Verhalten der Elektronen läßt sich ebenso erklären. Rotieren zwei Elektronen im entgegengesetzten Sinn, dann ziehen sie sich an. Man spricht von antiparallelem Spin. Ist die Rotation gleichsinnig, so stoßen sich die Elektronen ab und man spricht von parallelem Spin. Der antiparallele Spin führt zu der sogenannten Spinkopplung. Alle Atome der Elemente, die zur Bildung negativer Ionen fähig sind, haben auf ihren Schalen sogenannte einsame oder ungekoppelte Elektronen. Darunter versteht man solche Elektronen, die den Vorgang der Spinkopplung nicht erfahren haben, also allein oder wie man auch sagt „einsam" sind. Das ist z. B. bei dem Chloratom der Fall. Diese Elektronen haben nun das Bestreben, sich mit einem Elektron, sofern dieses einen entgegengesetzten Spin aufweist, zu koppeln. In dem Beispiel des NaCl wird das zweite Elektron vom Natriumatom geliefert. Zusammenfassend läßt sich sagen, daß die Aufnahme eines oder mehrerer Elektronen in die Elektronenhülle eines Atoms zur Erreichung einer Achterschale auf dem Vorgang der Spinkopplung beruht.

Kovalente Kristalle

Das Bestreben der Elektronen, sich zu paaren (Spinkopplung), ist die Triebfeder für eine weitere wichtige Bindungsart, der sogenannten homöopolaren oder Atombindung, die zur Bildung der kovalenten Kristalle führt.

Die Atome teilen sich in die Elektronen ihrer äußeren Schale, und zwar so, daß Elektronen von zwei verschiedenen Atomen eine Paarbindung oder kovalente Bindung eingehen. Diese Kristallart läßt sich am häufigsten in der organischen Chemie finden. Am Beispiel des Cl_2-Moleküls soll die Atombindung veranschaulicht werden.

Chlor hat auf der Außenschale sieben Elektronen, d. h. drei Paare und ein ungekoppeltes Elektron. Aus den ungekoppelten Elektronen der beiden Chloratome bildet sich ein Paar, welches beide gemeinsam umkreist. Somit haben beide Atome Edelgaskonfiguration.

$$:\ddot{Cl}\cdot + \cdot\ddot{Cl}: \rightarrow :\ddot{Cl}:\ddot{Cl}:$$

Diese Bindung tritt nur zwischen gleichen oder chemisch ähnlichen Atomen auf. Stoffe in Atombindung leiten unter normalen Bedingungen den elektrischen Strom weder in der Schmelze noch in wäßriger Lösung.

Metallische Kristalle

Bei der Untersuchung der metallischen Kristalle stößt man auf eine Bindungsart, die sich von den bisher erwähnten Bindungen dadurch unterscheidet, daß die Anzahl der vorhandenen Elektronen nicht ausreicht, um alle möglichen Quantenzustände zu besetzen. Es können daher Elektronen frei umherwandern.

Im allgemeinen findet man bei den Metallen recht gute Festigkeitseigenschaften. Zwischen den Atomen dieser Elemente müssen also relativ starke Bindekräfte vorhanden sein. Die typischen Metalle der 1. Hauptgruppe des periodischen Systems der Elemente, z. B. Natrium, haben auf der Außenschale ein Elektron, durch dessen Abgabe sie zu einer Achterschale gelangen können. In einem Stück Natrium sind aber keine Atome enthalten, die diese Elektronen aufnehmen. Somit ist eine Ionenbindung ausgeschlossen. Diese Feststellung trifft für alle Metalle und ihre Legierungen zu, da bei den Metallen die Zahl der Außenelektronen sehr gering ist. Für die Metalle besteht die Möglichkeit, Edelgaskonfiguration zu erhalten, darin, daß alle Atome ihre Außenelektronen abstoßen. Dadurch entstehen positive Ionen und freie Elektronen.

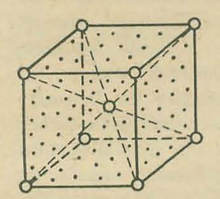


Bild 3: Vereinfachte Darstellung eines Natriumkristalls(O Ladungsschwerpunkte der Na-Ionen, abgestoßene Valenzelektronen)

Auf Grund der nach allen Seiten wirkenden Ladungen der positiven Ionen und der negativen Elektronen treten beide in Wechselbeziehungen zueinander und bauen dadurch das Metallgitter auf. Die Eckpunkte dieser Gitter werden von den positiven Metallionen besetzt, zwischen denen sich die abgegebenen Valenzelektronen gleich den Molekeln eines Gases bewegen (Bild 3). Hieraus leitet sich der Begriff Elektronengas für die Gesamtheit dieser beweglichen Elektronen ab.

Da dieser Gitteraufbau bei allen Metallen in ähnlicher Weise vollzogen wird, ist die geringe Mannigfaltigkeit der Metalle in ihrem äußeren Gepräge (Farbe, Glanz, Leitfähigkeit) verständlich.

Der Leitungsmechanismus

Nach den bisherigen Betrachtungen der Festkörper läßt sich folgendes feststellen: Es gibt zwei Arten von Elektrizität, die man mit positiv oder negativ bezeichnet. Sie ist in den Stoffen als positive oder negative Elementarladung teils ruhend, teils in Bewegung vorhanden. Die positive Ladung ist stets mit einem Stoff verknüpft, während die negative Ladung mit einem Stoff verbunden oder auch nur als negative elektrische Elementarladung (Elektronen) frei vorkommen kann.

Sich relativ zur Umgebung, d. h. also zum Beobachter bewegende Ladungen bezeichnet man als elektrischen Strom.

Aus diesen Feststellungen läßt sich folgern, daß in einem Festkörper nur dann ein elektrischer Strom fließen kann, wenn in ihm freie bewegliche Ladungsträger vorhanden sind. Diese Betrachtung läßt nun eine Untersuchung der Leitungseigenschaften der in drei Gruppen spezifizierten Festkörper zu.

In Ionenkristallen können sich die ionisierten Atome unter dem Einfluß eines elektrischen Feldes bei Berücksichtigung bestimmter Umstände bewegen. Die Ionenleitung in Elektrolyten ergibt sich z. B. aus dem Umstand, daß die Kristalle in wäßriger Lösung dissoziiert (aufgespalten) in positive und negative Ladungsteilchen vorliegen.

In kovalenten Kristallen können durch Energiezufuhr ebenfalls freie Elektronen entstehen. So nimmt z. B. bei den Halbleiterstoffen bei Wärmezufuhr die Zahl der Leitfähigkeitselektronen infolge thermischer Dissoziation der Atome und Moleküle exponentiell zu. Die Bindungen der Kristalle brechen teilweise auf, und dadurch werden Ladungsträger frei. Auf diese Weise erklärt sich der negative Temperaturkoeffizient der Leitfähigkeit von Halbleitermaterialien.

Der allgemeine Zustand ist jedoch der, daß Ionenkristalle und auch die kovalenten Kristalle im wesentlichen nicht leitend sind, da alle ihre Quantenzustände besetzt sind.

Die metallischen Kristalle verfügen über freie Ladungsträger in Form des Elektronengases. Aus dieser Tatsache geht die gute elektrische Leitfähigkeit jedes metallischen Stoffes hervor. Die Beweglichkeit der Elektronen wird jedoch durch die Wärmeschwingungen eingeschränkt, die die Metallionen um ihre Ruhelage ausführen. Je höher die Temperatur ist, um so heftiger werden die Wärmeschwingungen im Gitteraufbau und um so stärker die wandernden Elektronen dadurch gebremst. Hieraus ergibt sich der positive Temperaturkoeffizient der elektrischen Leitfähigkeit bei metallischen Stoffen.

Die Energiestufen im Kristallaufbau

In den freien Atomen können von den Elektronen bestimmte Bahnen besetzt werden. Diese Bahnen sind bestimmte Quantenzustände, die diskreten Energieniveaus entsprechen. In Kristallen mit sehr vielen Atomen werden diese diskreten Energieniveaus durch gegenseitige Beeinflussung und Verkopplung zu Energiebändern aufgeweitet. Man findet zwei Arten von Energiebändern vor:

1. physikalisch mögliche oder erlaubte Energiestufen und
2. physikalisch nicht mögliche oder verbotene Energiestufen.

Diese Energiestufen findet man in bestimmter Breite bänderweise beisammen. Es ergibt sich das sogenannte Bändermodell.

Im Schema des Bändermodelles (Bild 4) ist dies dadurch angedeutet, daß horizontal eine Ausdehnung oder Distanz im Kristall aufgetragen ist. Vertikal sind die erlaubten und verbotenen Energiebereiche (Energiebänder) in Form einer Energieskala aufgetragen. Zusammenfassend kann gesagt werden, daß im Kristallgitter mit seiner festen Ordnung der Atome in regelmäßigen Abständen eine gegenseitige Beeinflussung der Elektronenhüllen eintritt. Diese Kopplung löst eine Aufspaltung der Energieniveaus der einzelnen Atome aus. Je stärker die Kopplung oder mit anderen Worten, je größer die Austauschwahrscheinlichkeit für die Elektronen ist, um so breiter wird das aus den einzelnen Niveaus zusammengesetzte Energieband. Im Grenzfall extremer Kopplung kann schließlich ein Überschneiden der Bänder verschiedener Quantenzustände eintreten.

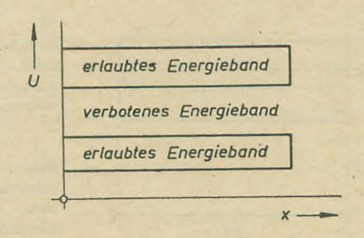


Bild 4: Bändermodell eines Kristalls

Energie der Elektronen in den Energiebändern

Um die Energie eines Elektrons qualitativ darzustellen oder auszudrücken, bedient man sich verschiedener Möglichkeiten, von denen drei näher erläutert werden sollen.

Die Angabe einer Spannung

Hat ein Elektron eine bestimmte Strecke unter Einwirkung einer elektrischen Spannung U durchlaufen, so besitzt es die Energie

$$E = e \cdot U, \quad (2)$$

wobei E die Energie des Elektrons in Elektronenvolt (eV), U die Spannung in Volt und e die Ladung des Elektrons ($1{,}6 \cdot 10^{-19}$ As) sind.

Würde ein Elektron eine bestimmte Strecke unter der Einwirkung von 1 V durchlaufen, so hätte es die Energie von

$$E = 1\,V \cdot 1{,}6 \cdot 10^{-19}\,As = 1{,}6 \cdot 10^{-19}\,Ws = 1\,eV.$$

Die Angabe einer Frequenz

Die Energie eines Strahlungsquantes ist von der jeweiligen Frequenz der Strahlung abhängig und wird nach Planck aus der Beziehung

$$E = h \cdot f \quad (3)$$

bestimmt, worin f die Frequenz der Strahlung in s^{-1} und h das Plancksche Wirkungsquant ($6{,}62 \cdot 10^{-35}\,Ws^2$) sind.

Wird das im Atom zunächst ungestört umlaufende Elektron durch einen Zusammenstoß mit einem anderen Atom oder Molekül aus seiner Bahn geschleudert, so wird im Elektron ein bestimmter Energiebetrag gespeichert. Diese Energie wird wieder abgegeben, wenn das Elektron auf sein ursprüngliches Energieniveau zurückfällt. Die abgegebene Energie ist als eine elektromagnetische Welle von bestimmter Frequenz wahrnehmbar.

Die Angabe einer Temperatur

Wird die Bewegung des Elektrons durch Wärme angeregt, so erhält es die mittlere kinetische Energie

$$E_{mitt} = \frac{m}{2} \cdot v^2 \quad \text{in erg} \quad (4a)$$

Da die mittlere kinetische Energie der Wärmearbeit proportional ist, läßt sich die Energie bei gegebener Temperatur aus der Beziehung

$$E = k \cdot T \text{ in Ws} \quad (4b)$$

bestimmen, worin T die absolute Temperatur in K und k die Boltzmannsche Gaskonstante ($1{,}38 \cdot 10^{-23}\,Ws\,K^{-1}$) sind.

Zusammenhänge

Nach den drei Darstellungen entspricht die Energie eines Elektrons immer einer bestimmten Spannung, einer bestimmten Frequenz oder einer bestimmten Temperatur

$$E = e \cdot U = h \cdot f = k \cdot T \quad (5a)$$

Man kann die elektrische Spannung als Energieäquivalent nehmen und diese auf die Wärmearbeit k · T beziehen. Daraus erhält man die sogenannte Temperatur- oder Boltzmannspannung

$$U_T = \frac{k \cdot T}{e} \qquad (5b)$$

Hieraus ersieht man, daß die Spannung U_T der Temperatur direkt proportional ist. Bei Zimmertemperatur (17 °C ≙ 290 °K) beträgt die Temperaturspannung $U_T = 0{,}025$ V.

Spezielle Energiebänder

Die Elektronen haben von sich aus die Tendenz, die niedrigsten Energieniveaus bzw. in den Kristallgittern die niedrigsten Energiebänder der Atome zu besetzen. Den niedrigsten Energieniveaus entsprechen die inneren Elektronenschalen. Für den Leitungsmechanismus ist jedoch nur eine Betrachtung der Elektronen und ihrer Energien auf der äußeren Schale interessant. Die sich hier befindlichen Elektronen sind für die Valenzbindungen zwischen den Atomen maßgebend. Man nennt daher diese oberen erlaubten Bänder Valenzbänder. Wird den dort befindlichen Elektronen genügend Energie zugeführt, so können sie in noch höhere erlaubte Energiebänder übertreten. Sie sind dann frei im Kristallgitter beweglich und können als Ladungsträger für den elektrischen Strom dienen. Der Kristall ist leitfähig. Die hierfür maßgebenden höheren erlaubten Energiebänder bezeichnet man als Leitungsbänder. Für den Leitungsmechanismus ist folglich nur die Betrachtung des höchsten Valenzbandes und des niedrigsten Leitungsbandes von Interesse (Bild 5). Stellt man die Energie der Bänder durch eine äquivalente Spannung dar und bezeichnet die Spannung, die zur oberen Kante des Valenzbandes gehört, mit U_V und die Spannung, die zur unteren Kante des Leitungsbandes gehört, mit U_L, so kann die Breite des verbotenen Bandes U_0 aus der Differenz von U_L und U_V bestimmt werden.

$$U_0 = U_L - U_V \qquad (6)$$

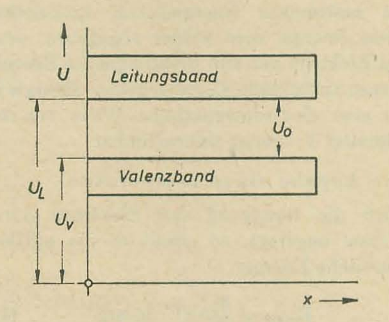


Bild 5: Allgemeines Energiebandschema

Die Verteilung der Elektronen auf die möglichen Energiestufen

Die den Elektronen durch die Temperatur mitgeteilte Energie ist nicht gleichmäßig, sondern statistisch verteilt. Außerhalb der eigentlichen Übergangszonen ist die Ladungsträgerkonzentration konstant.
Der Übergang zwischen den möglichen Energiestufen wird durch eine Verteilungsfunktion, der sogenannten Besetzungswahrscheinlichkeit, erfaßt. Die Wahrscheinlichkeit, daß ein Quantenzustand, also ein durch eine Spannung U ausgedrücktes Energieniveau von einem Elektron besetzt ist, wird nach der Fermi-Dirac-Statistik durch eine Exponentialfunktion gegeben:

$$w(U, T) = \frac{1}{1 + \exp\frac{U - U_F}{kT}} = \frac{1}{1 + \exp\frac{U^* \cdot e}{kT}}, \qquad (7)$$

hierin sind: U die Spannung, e die Ladung des Elektrons, T die absolute Temperatur, U_F das Ferminiveau, $U^* = \frac{U - U_F}{e}$ der Potentialunterschied zum Ferminiveau und k die Boltzmannkonstante.
Untersucht man die gegebene Funktion näher, so stellt man für den ersten Grenzfall T = 0 die Wahrscheinlichkeit w = 0 und für den zweiten Grenzfall T = ∞ die Wahrscheinlichkeit von w = 0,5 fest. Mit der Temperatur als

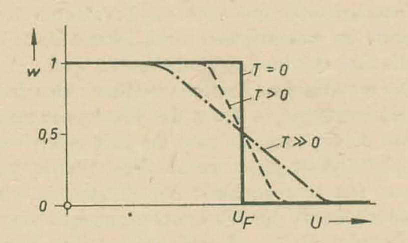


Bild 6: Verlauf der Verteilungsfunktion bei verschiedenen Temperaturen

Parameter ergibt der Verlauf der Funktion bei T = 0 ein Rechteck. Der zu w = 0,5 gehörende Spannungswert ist mit Ferminiveau oder bei rechteckigem Verlauf der Funktion T = 0 mit Fermikante bezeichnet. Aus der Darstellung (Bild 6) ist zu erkennen, wie sich der bei T = 0 rechteckige Verlauf von w mit höherer Temperatur durch w = 0,5 verschleift. Bei einer Temperatur, die sehr viel größer als Null ist, zeigt die Kurve einen sehr flachen Verlauf. Das Ferminiveau kennzeichnet mit w = 0,5 den Wendepunkt der Besetzungswahrscheinlichkeit und ist somit bei T = 0 die Grenze zwischen den besetzten und den freien Plätzen.

Energiebandschemata für Leiter, Halbleiter und Nichtleiter

Zur weiteren Untersuchung soll die Verteilungsfunktion mit dem Modell der Energiebänder so zusammengezeichnet werden, daß die Skalen für die der Energie äquivalenten Spannung U zusammenfallen. Allerdings läßt sich die Größe w im Bändermodell nicht maßstäblich darstellen.

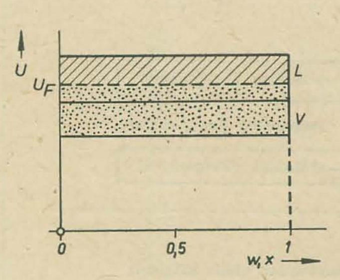
Das Energiebandschema eines Leiters

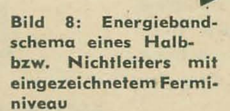
Für einen metallischen Kristall ergibt sich die Darstellung, wie sie im Bild 7 gezeigt wird. Das Ferminiveau U_F als Grenze zwischen den freien und besetzten Plätzen liegt in dem untersten Leitungsband, also einer erlaubten Energiestufe. Dadurch wird angedeutet, daß nicht alle Quantenzustände besetzt sind. Die Elektronen bewegen sich frei im Kristallgitter. In diesem Zusammenhang soll noch die Breite des verbotenen Bandes, die vorher mit U_0 bezeichnet wurde, erwähnt werden. Um dieses Potentialgefälle zu überwinden, muß dem Elektron eben dieser Energiebetrag E_0 zugeführt werden. Somit ist die Breite des verbotenen Bandes ebenfalls für die elektrischen Eigenschaften des betreffenden Stoffes maßgebend. Bei einem metallischen Kristall geht die Größe des verbotenen Bandes gegen Null bzw. ist Null, da Valenzband und Leistungsband dicht aneinander grenzen oder sich überlappen. Dadurch ist die aufzuwendende Anregenergie E_0 ebenfalls Null, und es befinden sich immer Elektronen im Leitungsband, wo sie sich unter dem Einfluß eines elektrischen Feldes bewegen können.

Das Energiebandschema bei einem Halbleiter oder Nichtleiter

Wie aus Bild 8 zu erkennen ist, liegt in diesem Fall das Ferminiveau in dem verbotenen Band zwischen Valenz- und Leitungsband. Aus der Darstellung geht hervor, daß alle Quantenzustände besetzt sind. Dieser Kristall verfügt über keine freien Elektronen im Leitungsband. Die sich im Valenzband befindlichen Elektronen sind fest in die Kristallbindung eingebaut und können sich auch nicht unter Einwirkung eines elektrischen Feldes im Kristallinneren bewegen. In dem gezeigten Beispiel wird es sich also um einen Halbleiter- oder Nichtleiterkristall handeln. Um darin eine Unterscheidung zu treffen, muß eine nähere Untersuchung der Breite des verbotenen Bandes vorausgehen. Ist das verbotene Band relativ schmal ($U_0 < 2$ V), so kann der betrachtete Kristall als Halbleiter angesehen werden. Um einen ausgesprochenen Nichtleiter handelt es sich dann, wenn das verbotene Band sehr breit ($U_0 > 2$ V) ist. Im Bild 8 wurde die Tatsache, daß das Ferminiveau in einem verbotenen Band liegt, allgemein dargestellt. Zum besseren Verständnis soll im Bild 9 eine Gegenüberstellung des Halbleiter- und Nichtleiterkristalls, unter Berücksichtigung der Breite des verbotenen Bandes, gezeigt werden.

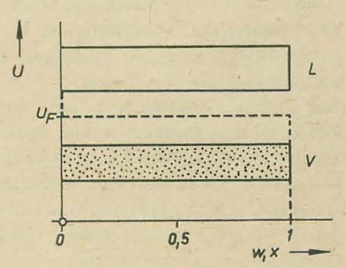
Für den Nichtleiter ist kaum eine Wahrscheinlichkeit unbesetzter Energiezustände im Valenzband vorhanden. Anders verhält es sich dagegen beim Halbleiter, bei dem am oberen Rand des Valenzbandes unbesetzte Energiezustände möglich sind. Damit ergeben sich freie Elektronen. Legt man den Abstand zwischen Leistungsbandkante und Fermi-





◀ **Bild 7: Metallischer Kristall, Valenz- und Leitungsband gehen ineinander über**

▶ **Bild 8: Energiebandschema eines Halb- bzw. Nichtleiters mit eingezeichnetem Ferminiveau**



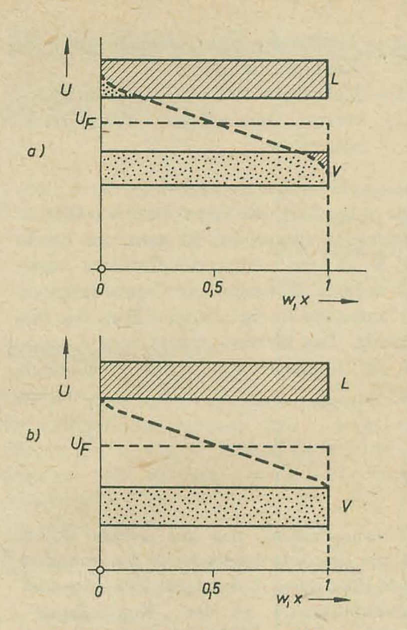


Bild 9: Bändermodell, a) eines Halbleiterkristalls und b) eines Isolatorkristalls

niveau mit ΔU fest, so ergibt sich die Anzahl der Elektronen im Leitungsband aus der Gleichung

$$n = N_0 \cdot w \approx N_0 \cdot e^{-\frac{\Delta U}{U_T}}$$

Hierin bedeuten: n die Anzahl der Elektronen, N_0 die Konstante, die aus dem Kristallgitter berechnet wird, und U_T die Temperaturspannung.

Die Temperaturabhängigkeit der Leitfähigkeit

Geht man von den unter Abschnitt: „Die Verteilung der Elektronen auf die möglichen Energiestufen" getroffenen Feststellungen über den Verlauf der Verteilungsfunktionen in Abhängigkeit von der Temperatur aus, so ist von vornherein schon ein Zusammenhang zwischen Leitfähigkeit und Temperaturänderung zu erkennen.
Der metallische Kristall hat bei Temperatur T = 0 eine unbegrenzte Leitfähigkeit (Supraleitung). Bei steigender Temperatur wird den Elektronen Energie zugeführt, die eine Anhebung in noch unbesetzte Stellen des Leitungsbandes zur Folge haben kann. Da das Gitter selbst in Temperaturschwingungen versetzt wird, tritt hierdurch eine Bremsung der Elektronenbewegung auf. Dadurch verringert sich mit steigender Temperatur allmählich die elektrische Leitfähigkeit eines metallischen Leiters.
Beim Halbleiter sind bei einer absoluten Temperatur von Null alle Elektronen in die Valenzbindungen eingebaut, d. h. alle Quantenzustände sind besetzt und es kann keine Ladungsträgerbewegung unter Einfluß eines elektrischen Feldes stattfinden. Im absoluten Nullpunkt zeigt der Halbleiter das Verhalten eines Isolators. Mit steigender Temperatur verschleift die Verteilungsfunktion immer mehr, somit sind in steigendem Maße unbesetzte Energiezustände möglich. Die Leitfähigkeit nimmt mit steigender Temperatur zu.
Wie schon erwähnt wurde, läßt sich die Größe w nicht maßstäblich zeichnen. Um jedoch bestimmte Vorstellungen zu bekommen, kann man festhalten, daß die Verteilungsfunktion die Leitungsbandkante von Germanium (U_0 = 0,72 eV) bei w ≈ 10^{-6} schneidet, wenn Temperaturen von nahezu 20 °C vorliegen.

Literatur

[1] W. Finkelnburg: Einführung in die Atomphysik; Berlin — Göttingen — Heidelberg, 1957

[2] G. Joos: Lehrbuch der theoretischen Physik; Leipzig, 1954

[3] Anonym: Isolatoren, Halbleiter, Leiter; Funkschau, 1960

[4] G. Hausmann: Die Physik der Tunneldiode; Funktechnik, 1961

NEUES AUS DER SOWJETISCHEN ELEKTRONIK

Bezeichnungssystem elektronischer Meßgeräte

Seit dem 1. August 1960 ist in der Sowjetunion ein einheitliches System der Bezeichnung elektronischer Meßgeräte eingeführt worden, das sowohl die Bestellung und Planung als auch die Zuordnung bedeutend verbessert.
Da in der DDR uneinheitliche, meist von den Entwicklungsstellen selbst aus Propagandagründen gewählte Bezeichnungen benutzt werden, wie es vordem teilweise in der SU auch der Fall war, soll nachstehend das neue System kurz beschrieben werden. Es ist zu empfehlen, auch bei uns vielleicht ein derartiges oder ähnliches System der Bezeichnungen einzuführen.
Alle elektronischen Meßgeräte werden in 16 Gruppen unterteilt, die mit je einem Buchstaben des russischen Alphabets bezeichnet werden. Jede Gruppe wiederum besteht aus einigen Untergruppen, die durch Ziffern gekennzeichnet werden. Hierzu ein Beispiel: Der Zweistrahlimpulsoszillograf DESO-1 heißt nach der neuen Bezeichnungsweise: C 1-7. C ist die Gruppe, 1 die Untergruppe und 7 die laufende Nummer des Geräts.
Nun zu den einzelnen Gruppen:

A: Strommeßgeräte

Untergruppen:

1 — Eicheinrichtungen für Amperemeter
2 — Gleichstromamperemeter
3 — Wechselstromamperemeter
4 — Universalamperemeter

B: Spannungsmeßgeräte

Untergruppen:

1 — Voltmeter-Eicheinrichtungen
2 — Gleichstromvoltmeter
3 — Wechselstromvoltmeter
4 — Impulsvoltmeter
5 — phasenempfindliche Voltmeter
6 — selektive Voltmeter
7 — Universalspannungsmesser

M: Leistungsmeßgeräte

Untergruppen:

1 — Eicheinrichtungen für Leistungsmesser
2 — Durchgangsleistungsmesser
3 — Absorptionsleistungsmesser
4 — Bolometer- und Thermistorleistungsmeßbrücken
5 — Thermistor- und Bolometermeßköpfe

E: Geräte zur Parametermessung bei Anordnungen mit konzentrierten Schaltelementen

Untergruppen:

1 — Eicheinrichtungen für Parametermeßgeräte
2 — Widerstandsmeßgeräte
3 — Induktivitätsmeßgeräte
4 — Kapazitätsmeßgeräte
5 — Leitwertmeßgeräte
6 — Widerstandsmeßgeräte erhöhter Genauigkeit
7 — Induktivitätsmeßgeräte erhöhter Genauigkeit
8 — Kapazitätsmeßgeräte erhöhter Genauigkeit
9 — Gütefaktormesser
10 — G- und Z-Meßgeräte
11 — Meßgeräte für elektrische und magnetische Materialkennwerte
12 — universelle Parametermeßgeräte

P: Geräte zur Parametermessung bei Anordnungen mit verteilten Schaltelementen

Untergruppen:

1 — Meßleitungen
2 — Stehwellen- und Reflexionsfaktormesser
3 — Z- und G-Wert-Messer
4 — Dämpfungsmesser
5 — Meßgeräte für Kabel

Ч: Frequenzmeßgeräte

Untergruppen:

1 — Frequenzmesser-Eichgeräte und Frequenzstandards
2 — Resonanzfrequenzmesser
3 — zählende (elektronische) Frequenzmesser
4 — Überlagerungsfrequenzmesser
5 — Quarzeichgeräte

Ф: Phasen- und Verzögerungszeit-Meßgeräte

Untergruppen:

1 — Eichgeräte für Phasenmesser
2 — Phasenmesser
3 — Meßphasenschieber
4 — Gruppenlaufzeitmeßgeräte
5 — Korrelationsmeßgeräte

C: Geräte zur Beobachtung und Untersuchung der Signalform und des Spektrums

Untergruppen:

1 — Oszillografen
2 — AM-Modulationsgradmesser
3 — FM-Deviationsmeßgeräte (Hubmesser)
4 — Spektrumanalysatoren
5 — Klirrfaktormesser
6 — Meßgeräte für nichtlineare Verzerrung

X: Geräte zur Beobachtung und Untersuchung von Kenngrößen elektronischer Geräte

Untergruppen:

1 — Frequenzgangmeßgeräte (Wobbler)
2 — Meßgeräte für die Sprungcharakteristik
3 — Meßgeräte für die Phasencharakteristik
4 — Meßgeräte für die Amplitudencharakteristik
5 — Rauschfaktormesser

И: Spezialgeräte für Impulsmessungen

Untergruppen:

1 — Geräte für die Prüfung von Impulsgeräten
2 — Zeitintervallmesser (Impulsverschiebung, Flankensteilheit, Dauer usw.)
3 — Impulszähler
4 — Impulsanalysatoren
5 — Verzögerungsleitungen

У: Meßverstärker

Untergruppen:

1 — Gleichspannungsverstärker
2 — selektive Wechselspannungsverstärker
3 — Breitband-Wechselspannungsverstärker
4 — Universalverstärker

П: Feldstärke- und Störfeldstärkemesser

Untergruppen:

1 — Eichgeräte für Feldstärkemesser, Störfeldstärkemesser und Meßempfänger
2 — Feldstärkeanzeiger
3 — Feldstärkemesser
4 — Störfeldstärkemesser
5 — Meßempfänger
6 — Meßantennen
7 — Antennenmeßgeräte

Д: Dämpfungsglieder und Spannungsteiler

Untergruppen:

1 — Eichgeräte für Attenuatoren
2 — Teiler mit ohmschen Widerständen
3 — kapazitive Teiler
4 — Grenzwellendämpfer
5 — Dämpfungsglieder für cm-Wellen
6 — Spannungsteiler für Meßzwecke

Э: Koaxial- und Hohlleiterbauteile

Untergruppen:

1 — Anpaßtransformatoren
2 — Übergänge
3 — Umschalter
4 — Phasenschieber
5 — Richtkoppler
6 — magische T- und Ringbrücken (Hybride)
7 — Detektorköpfe und Mischer
8 — Verbindungselemente
9 — Abschlußwiderstände
10 — Ersatzantennen (Leistungsabsorber)

Г: Meßgeneratoren

Untergruppen:

1 — Meßgenerator — Eichgeräte
2 — Rauschgeneratoren
3 — Signalgeneratoren
4 — Standard-Signalgeneratoren
5 — Impulsgeneratoren
6 — Generatoren für spezielle Signale

Л: Röhren- und Transistormeßgeräte

Untergruppen:

1 — Röhrenparametermesser und Röhrenkennlinienschreiber
2 — Transistorparametermesser und Kennlinienschreiber
3 — Meßgeräte für UHF-Röhren (Klystrons, Magnetrons, Wanderfeldröhren usw.)

Kombinierte Meßgeräte werden in der Untergruppe aufgeführt, die ihrem hauptsächlichen Einsatzzweck entspricht. Es kann der Buchstabe K an den Gruppenbuchstaben angehängt werden. Modernisierte Geräte erhalten einen laufenden Buchstaben am Ende der Bezeichnung. Das System wurde vom Goskomitet po Radioelektronike für verbindlich erklärt.

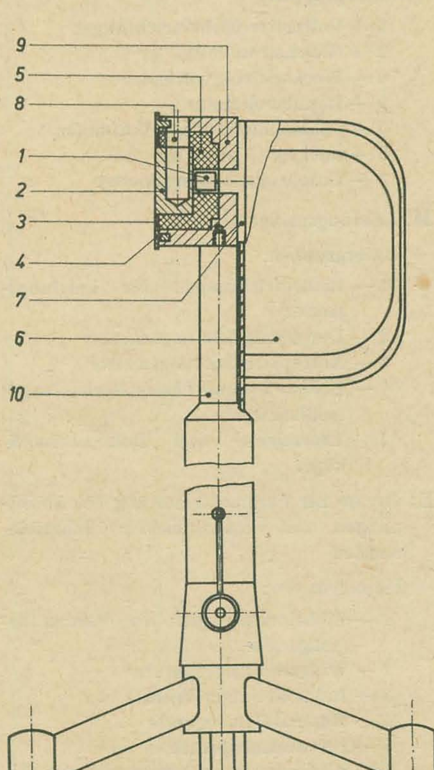
Fischer

Thermoelektrisches Hygrometer

Das thermoelektrische Hygrometer dient zum Bestimmen der absoluten und relativen Feuchte nach der visuellen Methode ohne Registrierung. Man benutzt als Charakteristik die Taupunkttemperatur. Gegenüber dem bisher benutzten Lamprechtschen Hygrometer fällt die Gesundheitsschädigung durch den dort benutzten Ätherdampf weg. Ebenfalls spart man die Flüssigkeitsführungsteile ein.
Das Hygrometer nutzt die Abkühlung einer Metallplatte durch den Peltiereffekt aus. Schickt man durch ein Halbleiterthermoelement einen Gleichstrom geeigneter Stärke und Richtung, dann kühlt sich eine Seite ab. Die wegtransportierte Wärmemenge beträgt

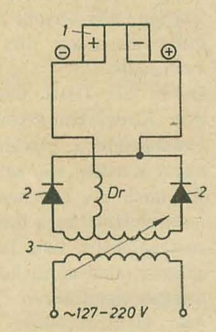
$$Q_p = (\varepsilon_1 - \varepsilon_2)\, T \cdot I.$$

Dabei sind ε_1 und ε_2 die Thermo-EMKs der benutzten Stoffe, I ist die Stromstärke und T die Temperatur des Thermoelements. Läßt man nun den Strom fließen, so kühlt sich die Metallfläche des Hygrometers ab, und bei einer bestimmten Temperatur der Oberfläche schlägt sich Reif nieder. Das Bild 1 zeigt den konstruktiven Aufbau des Hygrometers. 1 ist das Thermoelement, das mit seinem kalten Ende mit der Arbeitsoberfläche 2 verbunden ist. Der Ebonitring 3 dient zur Feuchte- und Wärmeisolation. 4 ist der „Kontrollring", dessen Temperatur hoch bleibt und der aus dem gleichen Material wie 2 besteht. 5 ist ein Wärmeisolationsring aus Phenoplast. Die Kühlung der heißen Seite des Thermoelements erfolgt mit den Kühlfahnen 6 und der Austauschplatte 7. Der durch den Körper 9 gebohrte Kanal 8 dient zur Einführung des Thermometers. Der Körper 9 ist mit der Ebonitstange 10 verbunden. Die Stromzuführungsklemmen sind unten am Ständer angebracht. Zur Erzielung eines guten Wärmekontakts zwischen Thermometer in 8 und Arbeitsoberfläche 2 tropft man einige Tropfen Maschinenöl in den Kanal.
Die Stromversorgung des Hygrometers erfolgt aus einem Netzanschlußgerät, das Bild 2 zeigt. Die aufzubringende elektrische Leistung beträgt 3 W, der optimale Strom 23 A. 1 ist das Thermoelement, 2 die Selengleichrichter, 3 der durch Kernverschiebung regelbare Transformator. Er dient zur Glättung des pulsierenden Gleichstroms. Die mittlere Kühlgeschwindigkeit beträgt im Bereich von +20 °C auf 0 °C 1,5 Grad pro Minute und von 0 °C bis —8 °C 0,4 Grad pro Minute. Der maximale Temperaturunterschied zwischen den Arbeitsoberflächen beträgt 34 °C. Bei Zimmertemperatur gestattet das Hygrometer die Festlegung des Taupunktes für relative Feuchten zwischen 10 und 100%.




◄ Bild 1: Konstruktiver Aufbau des Hygrometers

► Bild 2: Netzanschlußgerät des Hygrometers



Literatur

[1] Joffe, Stilbans: Thermoelektrische Kühlung; Verlag der Akademie der UdSSR, 1956
[2] Joffe: Physik der Halbleiter; Akademie-Verlag, UdSSR, 1957

DIPL.-ING. MAX KUNERT

OY 911 · · · OY 917 Silizium-Gleichrichter

Fortsetzung aus Heft 7 (1961)

Zubehör

Gleichrichtersicherung GS-Schmelzeinsatz 3050F/1,6 A
VEB Elektroinstallation Sondershausen

	OY 911	OY 912	OY 913	OY 914	OY 915	OY 916	OY 917
Maximaler Parallelwiderstand für Reihenschaltung bei Spannungsreduzierung je Gleichrichter auf 80 % seiner Nennsperrspannung in kΩ (in W)	15 (0,25)	30 (0,5)	45 (0,5)	60 (1)	80 (1)	100 (1)	120 (1)

<table>
<tr><th></th><th>OY 911</th><th>OY 912</th><th>OY 913</th><th>OY 914</th><th>OY 915</th><th>OY 916</th><th>OY 917</th></tr>
<tr><td>Minimaler Reihenwiderstand für Parallelschaltung bei Stromreduzierung je Gleichrichter auf 80 % seines Nenngleichstroms in Ω (in W)</td><td colspan="7">0,6
(2)</td></tr>
</table>

Es ist zu erwarten, daß auf Grund gesammelter Erfahrungen die Kennwerte der Gleichrichter weiter verbessert werden. Zunächst ist eine Vergrößerung der Schlüsselweite von 8 auf 10 mm geplant, wodurch sich eine Verkleinerung des Kühlblechs ergeben kann.

Hinweise für den praktischen Einsatz von Siliziumgleichrichtern

Die spezifische Strombelastung der Silizium-Gleichrichter ist etwa 1000mal größer als die der Selen-Gleichrichter, und ihre Spannungsfestigkeit kann das 20fache der Selen-Gleichrichter erreichen. Dadurch kann der Raumbedarf eines hochsperrenden Silizium-Gleichrichters auf etwa 7 % des Raumbedarfs eines Selen-Gleichrichters gleicher Leistung zusammenschrumpfen. Diese hervorragenden Merkmale der Silizium-Gleichrichter sind jedoch mit einigen Besonderheiten verknüpft, die eben auf der hohen Leistungskonzentration in einem kleinen Kristallvolumen, auf der kleinen Sperrschichtkapazität, dem niedrigen Durchlaßwiderstand und dem hohen Sperrwiderstand beruhen. Sie sollen im folgenden angedeutet werden.

Strombelastbarkeit und Überstromschutz

Die grundlegende Größe für die Strombelastbarkeit der Kristallflächengleichrichter ist ihre Kristalltemperatur (Sperrschichttemperatur). Sie darf einen bestimmten physikalisch und technologisch bedingten Maximalwert nicht übersteigen, da der Gleichrichter sonst zerstört wird. Andererseits ist die Leistungskonzentration im Kristall sehr hoch; sie beträgt im vorliegenden Fall etwa 1,3 W/mm². Um nun die Kristalltemperatur innerhalb der vorgeschriebenen Grenzen zu halten, ist dafür zu sorgen, daß die in einen Wärmestrom umgesetzte Verlustleistung des Gleichrichters den zulässigen Wert nicht übersteigt und über einen ausreichend kleinen Wärmewiderstand an die Umgebung abgeführt wird. Für den Anwender bedeutet das:

1. Nennstrom nicht überschreiten.
2. Größe und Lage des Kühlblechs einhalten.
3. Gleichrichter in angegebener Weise (Bild 1) auf das Kühlblech montieren und darauf achten, daß der Gleichrichter gut auf dem Kühlblech aufsitzt (entgraten der Bohrung, saubere und ebene Blechoberfläche).
4. Stromreduzierung bei Verkleinerung des Kühlblechs bzw. Erhöhung der Umgebungstemperatur beachten (Bild 4).
5. Gleichrichter nicht in der Nachbarschaft wärmestrahlender Bauteile anbringen.
6. Bei Parallelschaltung von Gleichrichtern den vorgeschriebenen Widerstand in Reihe mit jedem Gleichrichter schalten und den Strom reduzieren, damit trotz unterschiedlicher Durchlaßkennlinien die Stromaufteilung verbessert und kein Gleichrichter strommäßig überlastet wird. Parallelgeschaltete Gleichrichter gleichmäßig kühlen, am besten durch ein gemeinsames Kühlblech. Der Reihenwiderstand kann nur dann entfallen, wenn Gleichrichter gleicher Durchlaßkennlinie aussortiert und parallel geschaltet werden.

Bei kurzen und steilen Stromspitzen, wie sie beim Kurzschluß oder beim Einschalten einer kapazitiven Last vorkommen können, führt der damit verbundene Wärmestromstoß zu einer raschen und hohen Erwärmung des Kristalls und gegebenenfalls zu dessen Zerstörung. Die Empfindlichkeit der Gleichrichter gegenüber solchen Stromspitzen rührt daher, daß die thermische Zeitkonstante des Kühlsystems wesentlich größer ist als die Zeitkonstante des Kristalls und des elektrischen Vorgangs, so daß im ersten Augenblick der größte Teil der Wärmemenge in der sehr kleinen Wärmekapazität des Kristalls gespeichert wird und die Kristalltemperatur hochtreibt, ehe die Wärmemenge über den Wärmewiderstand nach außen abfließen kann. Zum Schutz der Gleichrichter vor den gefährlichen Stromspitzen ist vom Anwender zu beachten:

1. Gleichrichter mit einer flinken Sicherung kleinstmöglicher Stromstärke (max. 1,6 A) absichern.
2. Bei kapazitiver Belastung die maximale Ladekapazität nicht überschreiten und den vorgeschriebenen Schutzwiderstand vorsehen.
3. Falls Überströme häufig und über längere Zeit auftreten, Gleichrichtereinheit nicht nach dem mittleren Strom, sondern nach den Überströmen auslegen (Parallelschaltung).

Spannungsbelastbarkeit und Überspannungsschutz

Die grundlegende Größe für die Spannungsbelastbarkeit der Siliziumgleichrichter ist ihre Durchbruchspannung. Das ist diejenige Spannung, bei der der Gleichrichter sein Sperrvermögen verliert. Die Durchbruchspannung ist temperaturabhängig und nimmt mit sinkender Temperatur ab. Beim Betrieb des Gleichrichters darf die Sperrspannung auch nicht für kürzeste Zeiten die Durchbruchspannung erreichen oder überschreiten, da der Gleichrichter sonst zerstört wird.

Die Nennsperrspannung der Gleichrichter ist so festgelegt, daß auch bei 10 % Netzüberspannung die Sperrspannungsamplitude nur $^{2}/_{3}$ der Durchbruchspannung beträgt. Der verbleibende Si-

cherheitsabstand zur Durchbruchspannung dient zum Auffangen nichtperiodischer Spannungsspitzen.
Vom Anwender ist zu beachten:

1. Nennsperrspannung nicht überschreiten.
2. Bei tiefen Temperaturen Sperrspannung reduzieren (Bild 5), da sonst der Sicherheitsabstand beim Einschalten des kalten Gleichrichters nicht mehr gewährleistet ist.
3. Bei Reihenschaltung von Gleichrichtern den vorgeschriebenen Widerstand parallel zu jedem Gleichrichter schalten und die Spannung reduzieren, damit trotz unterschiedlicher Sperrkennlinien die Spannungsaufteilung verbessert und kein Gleichrichter spannungsmäßig überlastet wird.

Wie schon erwähnt, dürfen selbst kürzeste Spannungsspitzen die Durchbruchspannung nicht erreichen. Spannungsspitzen können durch den ,,Trägerstaueffekt" und durch die Geräteschaltung selbst verursacht werden oder aus dem Netz kommen (sogenannte Spannungswischer). Der Trägerstaueffekt ist bei den hier besprochenen Gleichrichtern bei Netzfrequenz nur wenig ausgeprägt, so daß im allgemeinen die übliche Trägerstaueffektbeschaltung der Gleichrichter mit R und C entfallen kann.
Zum Schutz der Gleichrichter vor inneren und äußeren Überspannungen ist vom Anwender zu beachten:

1. Spannung am Gleichrichter oszillografisch auf Spannungsspitzen überprüfen (Ein- und Ausschaltvorgänge!) und Maßnahmen zur Unterdrückung auftretender Spannungsspitzen ergreifen. Können die Spannungsspitzen nicht beseitigt werden, Gleichrichter nach diesen Spannungsspitzen auslegen (höher sperrender Gleichrichter, Reihenschaltung von Gleichrichtern).
2. Gleichrichter, die direkt am Netz liegen, durch RC-Filter vor Spannungswischern schützen. Empfohlen wird $R = 5 \cdots 10\ \Omega$, $C = 5 \cdots 20$ nF.

Größe des Kühlblechs

Die bei den Kennwerten geforderte Größe des Aluminium-Kühlblechs von 80 × 80 × 2 mm³ gilt für den unter Nennwerte angegebenen Nennbetrieb einschließlich einer gewissen Sicherheit, welche die ungünstigste Exemplarstreuung berücksichtigt. Diese Angaben und die im Bild 4 ergänzenden Angaben über die Belastbarkeit der Gleichrichter bei erhöhter Umgebungstemperatur bzw. verringerter Kühlblechgröße bringen für den Einzelfall kein Optimum. Daher wird im folgenden eine Näherungsrechnung für die Ermittlung der Kühlblechgröße angegeben.

1. Berechnung der Verlustleistung nach der Beziehung

$$P_v \approx 1{,}1\,(U_s I_{AK} + r_{ak}\, I^2_{AK\,eff}) = 1{,}1\,[U_s I_{AK} + r_{ak}\,(f\, I_{AK})^2]$$

Hierin sind:

U_s die Schleusenspannung,
I_{AK} der zeitlich lineare Mittelwert des Durchlaßstroms,
$I_{AK\,eff}$ der Effektivwert des Durchlaßstroms,
r_{ak} der differentielle Durchlaßwiderstand $\frac{\Delta u_{AK}}{\Delta i_{AK}}$,
f der Formfaktor des Durchlaßstroms $\frac{I_{AK\,eff}}{I_{AK}}$

U_s und r_{ak} werden der Durchlaßkennlinie des Gleichrichters entnommen, die nach Bild 6 vereinfacht wird.
Bei gegebenem I_{AK} sind $I_{AK\,eff}$ bzw. f von der Schaltung und der Belastungsart abhängig. Beispielsweise beträgt bei Einwegschaltung und ohmscher Belastung $f = \frac{\pi}{2} = 1{,}57$. Bei kapazitiver Belastung ist die Berechnung von f etwas umständlich [1], so daß man schneller durch Messen von I_{AK} (z. B. Drehspulinstrument) und $I_{AK\,eff}$ (z. B. Drehspulinstrument mit Thermoumformer) zum Ziel gelangt.

2. Ermittlung der Temperaturdifferenz zwischen der maximalen Oberflächentemperatur (Gehäusetemperatur) und der maximalen Umgebungstemperatur
Als maximaler innerer Wärmewiderstand der Gleichrichter sind $R_{i\,therm} = \frac{20\ °C}{W}$, als maximal zulässige Sperrschichttemperatur $T_{j\,max} = 120$ °C angegeben. Mit Hilfe der nun bekannten Verlustleistung P_v kann die maximal zulässige Oberflächentemperatur $T_{p\,max}$ nach der Beziehung

$$T_{p\,max} = T_{j\,max} - P_v\, R_{i\,therm}$$

berechnet werden.
Nach Einschätzung oder Messung der maximalen Umgebungstemperatur $T_{a\,max}$, die am Einbauort des Gleichrichters auftreten kann, ist auch die Temperaturdifferenz $T_{p\,max} - T_{a\,max}$ bekannt.

3. Ermittlung der Kühlblechgröße
Mit den beiden Werten P_v und $T_{p\,max} - T_{a\,max}$ geht man in das Nomogramm Bild 7 [2] und erhält daraus den für den betreffenden Fall höchstzulässigen Wärmewiderstand des Kühlblechs und die

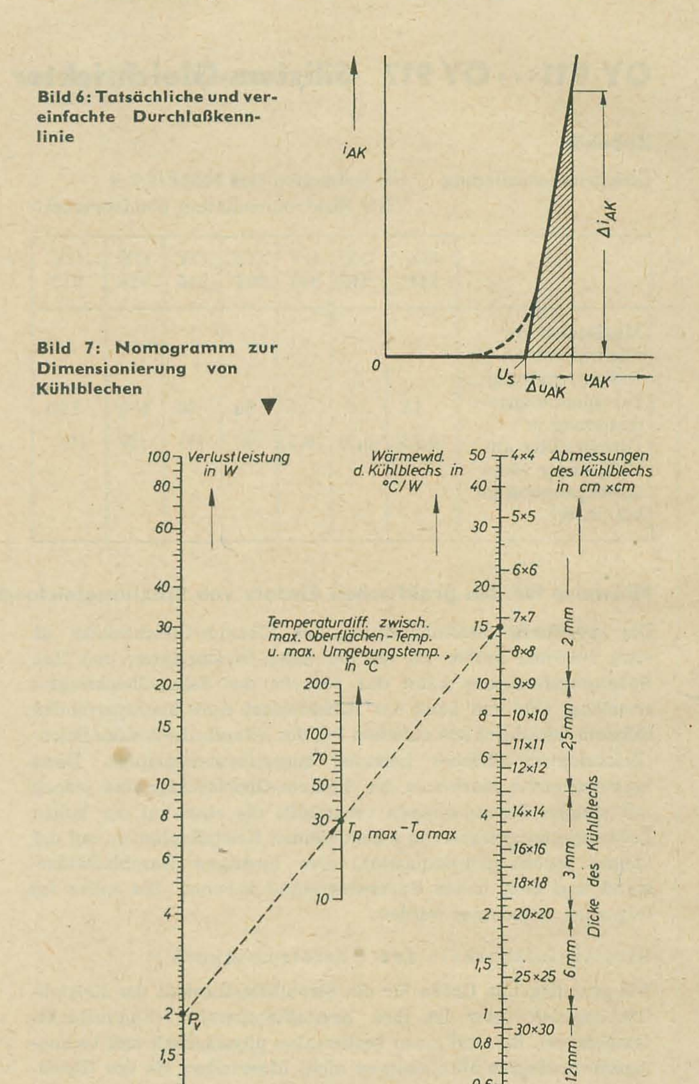


Bild 6: Tatsächliche und vereinfachte Durchlaßkennlinie

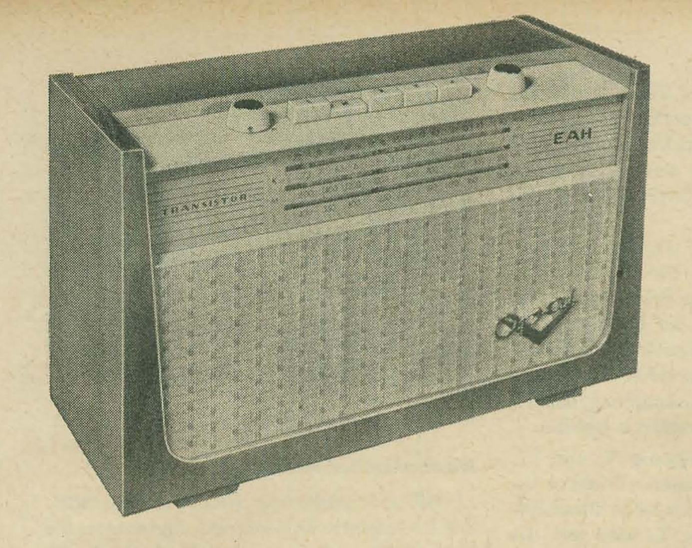
Bild 7: Nomogramm zur Dimensionierung von Kühlblechen ▼

dazu nötigen Kühlblechabmessungen. Letztere gelten für ungeschwärztes quadratisches Aluminium-Kühlblech, das vertikal in ruhender Luft aufgestellt ist, die beidseitig zirkulieren kann. Die Strahlung ist vernachlässigt. Bei horizontaler Lage des Kühlblechs ist seine Fläche zu verdoppeln.
Wird das Kühlblech strömender Luft ausgesetzt, sinkt sein Wärmewiderstand stark ab. Bei einer Kühlluftgeschwindigkeit von 2 m/s beträgt er nur noch etwa 40 %, bei 4 m/s 25 %, bei 6 m/s 20 % seines Wertes bei ruhender Luft. Dementsprechend kann auch die Kühlblechfläche verkleinert werden.

Literatur

[1] H. Rothe und W. Kleen: Elektronenröhren als Schwingungserzeuger und Gleichrichter; Akademische Verlags-Gesellschaft Leipzig 1948

[2] H. Friedberg: Dimensionierung der Kühlflächen von Leistungstransistoren und Leistungsgleichrichtern; Radioschau 6 (1961) S. 228 ··· 230



KLAUS K. STRENG

Transistorheimempfänger „Opal" 6103

Allgemeines

Mit dem „Opal" entwickelte der Herstellerbetrieb, VEB (K) Elektroakustik Hartmannsdorf, den ersten „schnurlosen" Rundfunkempfänger im engeren Sinne des Begriffes: Der „Opal" ist nicht vorzugsweise für den „mobilen" Einsatz gedacht wie Koffer- bzw. Taschenempfänger, sondern ist ein echtes Heimgerät, das ohne Netzanschluß (Schnur) auskommt. Die Stromversorgung des Gerätes erfolgt aus sechs in Reihe geschalteten Monozellen. Diese Lösung ist wirtschaftlicher als zwei 4,5-V-Flachbatterien oder ein 9-V-Energieblock und nimmt Rücksicht auf die Marktsituation der Bestimmungsländer. Denn der „Opal" wurde in erster Linie als Exportgerät entwickelt.

Das Gerät besitzt ein bewußt einfach gehaltenes Gehäuse aus poliertem Edelholz und eine großflächige Skala, bei der auf die mehr oder weniger sinnlose Stationseinteilung verzichtet wurde.

„Opal" wurde weitgehend in die Standardisierung einbezogen. So sind z. B. die ZF-Bandfilter standardisierte Typen, die auch in Empfängern der VVB Rundfunk und Fernsehen verwendet werden. Die Leiterplatte des Empfängers ist auch in dem zur diesjährigen Leipziger Frühjahrsmesse gezeigten Kofferempfänger „Spatz-Baby" enthalten.

Schaltung

Über die elektrische Schaltung des Gerätes gibt der Stromlaufplan Auskunft. Die Antennenspannung gelangt über den Schiebetastenschalter zur Bereichseinstellung wahlweise auf L_1, L_4 oder L_{11}, von wo aus sie transformatorisch in den Basiskreis von T_1 gekoppelt wird. Die Spulen $L_7 \cdots L_{11}$ sitzen auf einem langgestreckten Ferritkern, der bei richtiger Orientierung des Gerätes unmittelbar die Empfangsenergie im Mittel- und Langwellenbereich dem Senderfeld (am Empfangsort) entnimmt (Ferritantenne). Der Transistor

Technische Daten

Stromart:	Batteriespeisung (6 Mono-Heizzellen)	Zwischenfrequenz:	460 kHz
Spannung:	9 V	ZF-Selektion:	1 : 40
Spieldauer eines Batteriesatzes:	etwa 150 Stunden	ZF-Bandbreite:	≈ 5 kHz
Bestückung:	2 × AF 115 (2 × OC 614), 2 × OC 871, 4 × OC 825, 2 × OA 645	Ausgangsleistung:	350 mW bei k ≦ 10%
Wellenbereiche:	K I 3 ··· 7,4 MHz K II 9,3 ··· 22 MHz M 510 ··· 1630 kHz L 150 ··· 410 kHz	Klangregelung:	Sprache-Musiktaste
Zahl der Kreise:	8, davon 2 durch C abstimmbar	Gegenkopplung:	über 2 Stufen wirksam
Empfindlichkeit:	a) HF siehe Tabelle 1 b) ZF 25 µV c) NF 3 mV (1 kHz)	Schwundausgleich:	auf HF- und eine ZF-Stufe wirksam
		Antennen:	eingebaute Ferritantenne (fest), Anschluß für Antenne und Erde
		Gehäuse:	Edelholz (Nußbaum, Birnbaum, Makoré)
		Abmessungen in mm:	350 × 210 × 120
		Gewicht:	≈ 3,5 kp

Wir lernten kennen: Schnurloser Empfänger „Opal" 6103

Der „Opal" ist aus der DDR-Produktion der erste schnurlose Heimempfänger — einer Gerätegattung, die auf dem Weltmarkt zunehmend mehr verlangt und angeboten wird. Wie sieht das Gerät aus? Was sind seine Kennzeichen und Vorzüge? Welche Wünsche blieben offen?

Zum ersten Punkt: „Opal" gleicht in seiner Ausstattung und Formgebung den handelsüblichen netzbetriebenen Kleinsupern. Im Gegensatz zu den Kofferempfängern für Reise und Camping besitzt er ein gediegenes Edelholzgehäuse. Die großflächige Skala hätte man sich vielleicht etwas beleuchtet gewünscht. In Frage käme hier nur eine abschaltbare Beleuchtung, damit sich die Batterien des Empfängers nicht zu schnell erschöpfen. Der Antrieb Bedienungsknopf — Drehkondensator könnte etwas weiter untersetzt sein; die Sendereinstellung auf Kurzwelle ist nicht einfach. Auch ein Anschluß für Tonabnehmer (der natürlich niederohmig wäre) würde willkommen sein ...

Die Empfindlichkeit des Empfängers ist ausgezeichnet. In Verbindung mit den (auf den Inlandsgeräten nicht vorhandenen) Tropenbändern macht sie den Kurzwellenempfang zu einem Erlebnis: Man entdeckt neu jenen Wellenbereich der „abenteuerlichen Fernen", den man eigentlich „nie hört". Die Lautstärke reicht völlig aus, schließlich handelt es sich bei dem Empfänger um einen Kleinsuper, nicht um ein Kammermusikgerät. Trotz der geringen Gehäuseabmessungen ist der Klang ausgezeichnet.

Die Sprache-Musiktaste des „Opal" erweist sich zuweilen als recht nützlich, namentlich dann, wenn der Sender „verpfiffen" ist. Das Eigenrauschen des Gerätes ist äußerst gering. Das Gerät wurde in vielen Gegenden und Orten erprobt, an der Ostseeküste und in vielen Berliner Bürohäusern und Wohnungen. „Opal" fand viele Bewunderer, deren erste Frage stets lautete: „Wo bekommt man ...?" Wir hoffen, den formschönen und leicht zu transportierenden Batterie-Heimempfänger noch in diesem Jahr auch in den Einzelhandelsgeschäften unserer Republik zu finden; bisher wurde das Gerät ausschließlich exportiert.

Gesamteinschätzung: „Opal" ist eine bemerkenswerte Bereicherung unseres Empfängerangebotes. Den Herstellerbetrieb, der diesen Prototyp entwickelte, dürfen wir zu seiner Initiative beglückwünschen, ebenso wie zu seiner technischen Leistung — Kleinigkeiten, wie sie eingangs erwähnt wurden, lassen sich leicht verbessern.

Ein Wort noch in Hinblick auf den für die DDR „einzigartigen" Charakter des „Opal" (inzwischen zeigte auch der VEB Stern-Radio Sonneberg „schnurlose Empfänger" zur Leipziger Frühjahrsmesse): Hier wird einmal mehr demonstriert, wohin die um Jahre verspätete Transistorfertigung unserer Industrie führt. Das Gerät bringt unserer Volkswirtschaft kostbare Devisen — aber erst jetzt!

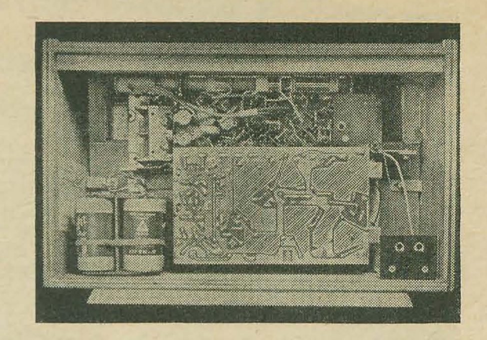
Streng

T_1 arbeitet als aperiodische Vorstufe und hat dementsprechend nur eine geringe Spannungsverstärkung. Trotzdem wirkt sich ihr Einfluß günstig aus (besonders in den beiden Kurzwellenbereichen) auf die Empfindlichkeit des Empfängers.

Der folgende Transistor T_2 arbeitet als selbstschwingende Mischstufe. Die Oszillatorfrequenz wird durch geeignete Schwingkreise im Kollektorkreis bestimmt, die Rückkopplung erfolgt induktiv auf den Emitter. Die Zuführung der Empfangsfrequenz erfolgt von T_1 auf die Basis von T_2. Die Auskopplung der ZF wird schließlich im Kollektorkreis bewirkt.

Der ZF-Verstärker ist zweistufig (T_3 und T_4). Beide Stufen sind neutralisiert (Trimmer C_{28} und C_{35}), bieten sonst jedoch keine Besonderheiten. Am Kollektor von T_4 wird mit der Diode D_1 eine Regelspannung gewonnen und einer festen Vorspannung (einstellbar an R_{29}) zugeführt. Nach ausreichender Siebung in einem RC-Netzwerk wird diese Spannung der Basis von T_3 und T_4 zugefügt. Ebenfalls hinter T_4 erfolgt die Demodulation (D_2). Die so entstandene Niederfrequenzspannung wird mit R_{32} (Lautstärkeregler) auf den gewünschten Wert eingestellt und im folgenden Verstärker auf die erforderliche Endleistung gebracht. Die hohen Frequenzen können wahlweise durch Parallelschalten eines 0,1-μF-Kondensators (C_{44}) zum Verstärkereingang mehr oder weniger stark gedämpft werden.

Der NF-Verstärker zeigt die heute bei Transistorempfängern allgemein übliche Aufteilung in Vorstufe (T_5), Treiberstufe (T_6) und Gegentakt-B-Endstufe (T_7 und T_8). Der Arbeitspunkt der Endstufe ist durch $R_{43} \cdots R_{46}$ stabilisiert. Erwähnenswert ist die Gegenkopplung von der Sekundärseite des Ausgangsübertragers auf die Basis der Treiberstufe. In ihrer Schleife liegen sowohl der Treibertransformator als auch der Ausgangstrafo, entstehende Verzerrungen in beiden werden durch die Gegenkopplung weitgehend vermindert.



Innenansicht des „Opal"

Mechanischer Aufbau

„Opal" ist in gedruckter Schaltung ausgeführt. Die Leiterplatte ist senkrecht angeordnet, die Seite mit der Schaltung wird durch Abnehmen der Gehäuserückwand zugänglich (Meßmöglichkeiten), die Bauelemente sind teils auf der vorderen Seite der Leiterplatte, teils am Schiebeschalter für die Bereichsumschaltung angebracht. Besondere Sorgfalt wurde dem Drehkoantrieb gewidmet. Die Übersetzung Abstimmachse-Drehkoachse ist spielfrei gehalten, die Kraftübertragung erfolgt durch Zahnräder. Bei Riß des Skalenseiles wird somit nur der Antrieb des Skalenzeigers lahmgelegt, während das Gerät voll funktionsfähig bleibt.

Ein relativ groß gehaltener Breitbandlautsprecher mit den Korbabmessungen 155 × 105 (oval) sichert trotz der relativ geringen Endleistung von 350 mW eine Wiedergabe, die in ihrer Qualität der eines netzgespeisten Kleinstsupers kaum nachsteht.

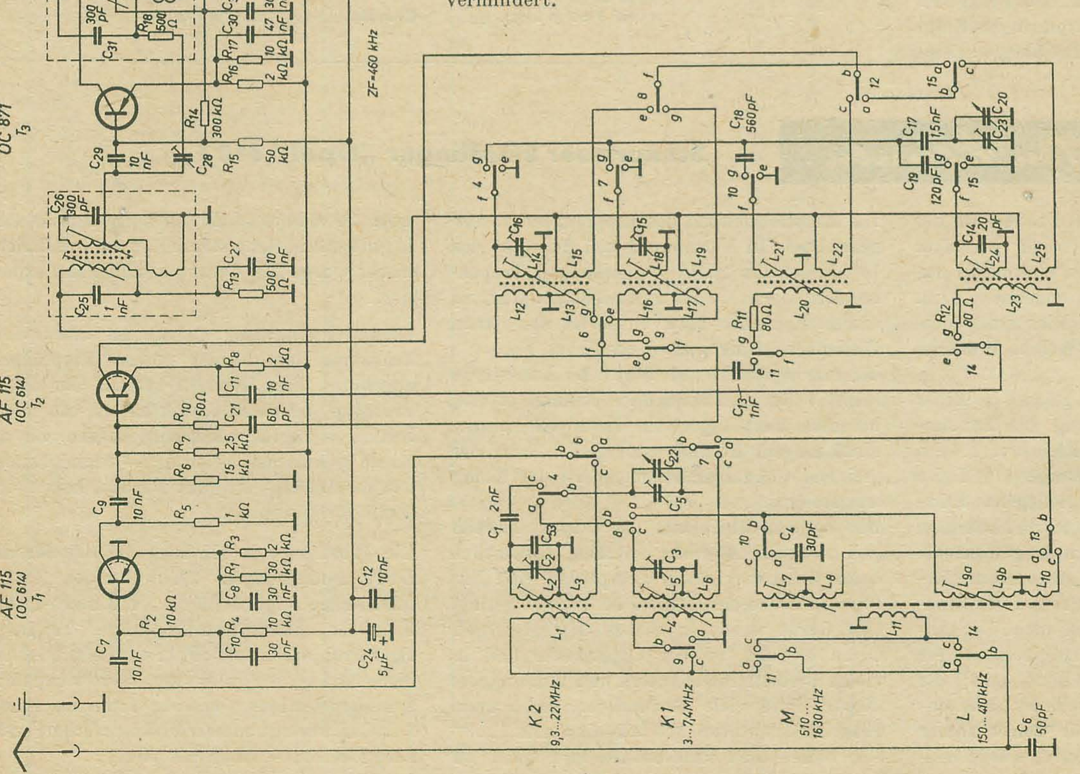
Tabelle 1: Empfindlichkeit (Meßwerte) des „Opal"

a) Feldstärke über Meßrahmen gemessen nach TGL 8839

	235 kHz	≦ 500 μV/m
	900 kHz	≦ 200 μV/m

b) Spannung über 120 Ω in Reihe mit 32 pF an Antennenbuchse

	5 MHz	≦ 18 μV
	15 MHz	≦ 18 μV



Schaltbild des „Opal"

Huth-Kühn-Schaltung für Transistoraudion

LOTHAR STEINKE

Der Wunsch, ein einfaches und doch leistungsfähiges Empfangsgerät für Ortssender möglichst stets bei sich zu tragen, führt dazu, nach Schaltungen zu suchen, die immer weniger Bauelemente benötigen und dadurch kleine Abmessungen des Gerätes zur Folge haben.

Transistoren bei HF

Das HF-Ersatzschaltbild nach *Giacoletto* für die Emitterschaltung zeigt Bild 1. Es gilt für Frequenzen $f < f_{\alpha b}/2$, wobei $f_{\alpha b}$ die Grenzfrequenz der Stromverstärkung in Basisschaltung ist.

Im Bild 1 sind:

$r_{bb'}$ der Basisbahnwiderstand zwischen äußerem Basisanschluß und Zentrum der Basiszone
g_m die Steilheit des Elementartransistors
$g_{b'e}$ der Querleitwert der Emitter-Basis-Diode
$C_{b'e}$ die Diffusionskapazität
$C_{b'c}$ die Sperrschichtkapazität
$g_{b'c}$ die Rückwirkung vom Kollektor zur Basis
g_{ce} der Kollektorleitwert

Durch die innere Rückwirkung des Transistors, die bei höheren Frequenzen nach der Ersatzschaltung komplex wird, ist eine Selbsterregung möglich, wie sie bei der Huth-Kühn-Schaltung für Elektronenröhren (Trioden) angewendet wird.

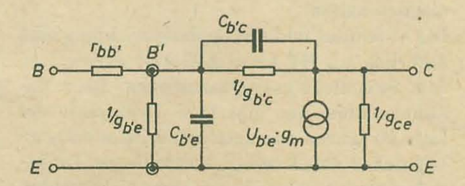


Bild 1: HF-Ersatzschaltbild eines Transistors in Emitterschaltung nach Giacoletto

Die Parallelschaltung $C_{b'c} \,||\, g_{b'c}$ ist maßgebend für die Rückwirkung. Bei einem HF-Transistor mit $f_{\alpha b} \approx 10$ MHz ergeben sich dafür folgende praktische Werte:

$$C_{b'c} = 10 \text{ pF}$$

$$g_{b'c} = 0{,}5\,\mu S\,; \frac{1}{g_{b'c}} = 2\,M\Omega$$

Bei $f = 1$ MHz ergibt sich ein Betrag des kapazitiven Widerstandes der Rückwirkung von etwa 10 kΩ. Man sieht, daß demgegenüber der reelle Anteil von 2 MΩ vernachlässigbar ist.

Berechnung des Transistoreingangswiderstandes bei komplexem Abschluß

Mit der eben festgestellten zulässigen Vernachlässigung ergibt sich das vereinfachte Ersatzschaltbild nach Bild 2.

Für den betrachteten Knotenpunkt muß gelten:

$$\mathfrak{J}_b = \mathfrak{J}_1 + \mathfrak{J}_2$$

Ferner ist:

$$\mathfrak{U}_{b'e} = \mathfrak{R}_{b'e} \cdot \mathfrak{J}_b \quad \text{bzw.}$$

$$\mathfrak{U}_{b'e} \cdot \mathfrak{Y}_{b'e} = \mathfrak{J}_b = \mathfrak{J}_1 + \mathfrak{J}_2 \qquad (1)$$

$$\mathfrak{J}_1 = \mathfrak{U}_{b'e}\,(g_{b'e} + j\omega \cdot C_{b'e}) \qquad (2a)$$

$$\mathfrak{J}_2 = (\mathfrak{U}_{b'e} - \mathfrak{U}_{ce})\,j\omega \cdot C_{b'c} \qquad (2b)$$

Die Gleichungen (2a) und (2b) in Gleichung (1) eingesetzt ergeben:

$$\mathfrak{J}_b = \mathfrak{U}_{b'e}\,[g_{b'e} + j\omega \cdot C_{b'e} + j\omega \cdot C_{b'c}] - \mathfrak{U}_{ce} \cdot j\omega \cdot C_{b'c}$$

$$\mathfrak{J}_b = \mathfrak{U}_{b'e}\,[g_{b'e} + j\omega\,(C_{b'e} + C_{b'c})] - \mathfrak{v}_u \cdot j\omega \cdot C_{b'c} \qquad (3)$$

$$\mathfrak{v}_u = -\frac{\mathfrak{U}_{ce}}{\mathfrak{U}_{b'e}}$$

ist die Spannungsverstärkung des Elementartransistors (in Emitterschaltung ist bei reellem Abschluß die 180°-Phasendrehung zu beachten).

Aus Gleichung (3) ergibt sich mit Gleichung (1) der Eingangsleitwert des inneren Transistors:

$$\mathfrak{Y}_{b'e} = g_{b'e} + j\omega\,(C_{b'e} + C_{b'c}) + \mathfrak{v}_u \cdot j\omega \cdot C_{b'c} \qquad (4)$$

Nach Gleichung (4) liegt also der Diffusionskapazität die mit dem Faktor der Spannungsverstärkung vergrößerte Sperrschichtkapazität parallel (Millerkapazität). Das Glied $\mathfrak{v}_u \cdot j\omega \cdot C_{b'c}$ verschwindet, wenn der Ausgang kurzgeschlossen wird.

Belastet man den Ausgang nicht reell, sondern mit einem komplexen Widerstand, dann wird auch die Spannungsverstärkung komplex. Sofern der Abschluß gegenüber $1/j\omega \cdot C_{b'c}$ und $1/g_{ce}$ niederohmig ist, gilt:

$$v_u = \frac{U_{ce}}{U_{b'e}} \approx \frac{U_{b'e} \cdot g_m}{U_{b'e}} \cdot R_L = g_m \cdot R_L$$

$$\mathfrak{v}_u = g_m \cdot R_L\,(a \pm jb) = v_a \pm jv_b \qquad (5)$$

Mit dem Ausdruck der Spannungsverstärkung für den allgemeinen Fall in Gleichung (5) läßt sich nun der Eingangsleitwert des inneren Transistors nach Gleichung (4) in einen reellen und einen imaginären Anteil aufspalten:

$$\mathfrak{Y}_{b'e} = g_{b'e} + j\omega\,(C_{b'e} + C_{b'c}) + j\omega \cdot v_a \cdot C_{b'c} \pm \omega \cdot v_b \cdot C_{b'c}$$

$$Y_{b'e(a)} = g_{b'e} \pm \omega \cdot v_b \cdot C_{b'c} \qquad (6a)$$

$$Y_{b'e(b)} = \omega\,(C_{b'e} + C_{b'c} + v_a \cdot C_{b'c}) \qquad (6b)$$

Die Gleichungen (6a) und (6b) gelten also für den reellen und imaginären Anteil des Eingangsleitwertes.

Für den reellen Anteil kann sich der Leitwert zusammensetzen aus einer Summe oder Differenz. Das Vorzeichen richtet sich nach dem imaginären Anteil des Abschlußwiderstandes. Dieser ist positiv, wenn der Abschlußwiderstand einen kapazitiven Anteil hat. Der Eingangsleitwert wird dann größer. Das Vorzeichen wird negativ, wenn der Abschlußwiderstand eine induktive Komponente aufweist. Der Eingangsleitwert wird kleiner, kann Null oder sogar negativ werden:

$$g_{b'e} > \omega \cdot v_b \cdot C_{b'c}\colon\ Y_{b'e(a)} > 0$$

$$g_{b'e} < \omega \cdot v_b \cdot C_{b'c}\colon\ Y_{b'e(a)} < 0$$

Über den Basisanschlußwiderstand $r_{bb'}$ wirkt der negative, innere Eingangsleitwert auch am äußeren Transistor und bildet dort einen negativen Widerstand.

Ein negativer Widerstand bedeutet, daß an dieser Stelle ein Energiespender liegt. Die durch den Transistoreingang belastete Schaltung wird entdämpft. Störend kann sich diese Erscheinung z. B. in ZF-Stufen bemerkbar machen, wo man besondere Neutralisationsmaßnahmen treffen muß, um die Transistorstufe stabil zu halten. Vorteilhaft ausnutzen läßt sich jedoch diese Tatsache in einem Transistoraudion, bei dem sich durch die Entdämpfung des Schwingkreises bis vor den Schwingeinsatz die Empfindlichkeit und Trennschärfe bedeutend erhöhen lassen.

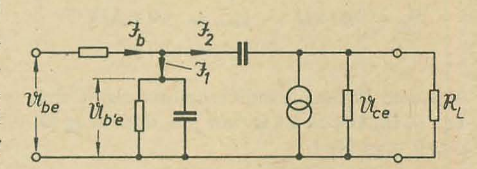


Bild 2: Vereinfachtes Ersatzschaltbild mit komplexem Abschlußwiderstand

In der Ersatzschaltung des Schwingkreises nach Bild 3 macht sich das Hinzufügen eines negativen Widerstandes wie folgt bemerkbar:

$$R_{p\,ges} = \frac{R_p\,(-R_e)}{(-R_e) + R_p} \qquad (7)$$

Aus dieser Gleichung ersieht man, daß der Schwingkreis bis zur möglichen Selbsterregung

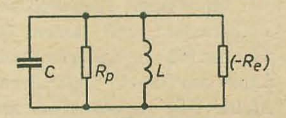


Bild 3:

Parallelschaltung eines Parallelschwingkreises mit Verlustwiderstand R_p und negativem Widerstand — R_e

nur dann entdämpft wird, wenn $|R_e| < |R_p|$, d. h. solange der Nenner positiv bleibt [vgl. die grafische Auswertung von Gleichung (7) im Bild 4].

Berechnung der Abschlußinduktivität für eine Selbsterregung

Aus den Gleichungen (5) und (6a) läßt sich nach Bild 5 berechnen, wie groß v_b für die Selbsterregung gemacht werden muß.
Damit der angekoppelte Schwingkreis nahezu bis zur Selbsterregung entdämpft wird, muß der Ansatz gelten:

$$-\frac{1}{R_p' + r_{bb'}} = g_{b'e} - \omega \cdot v_b \cdot C_{b'c}$$

$$\omega \cdot v_b \cdot C_{b'c} = g_{b'e} + \frac{1}{R_p' + r_{bb'}}$$

$$v_b = \frac{g_{b'e} + \frac{1}{R_p' + r_{bb'}}}{\omega \cdot C_{b'c}} \quad (8)$$

R_p' ist der in die Basisseite transformierte Verlustwiderstand des Schwingkreises.
Mit Gleichung (5) kann für den induktiven Abschluß angesetzt werden:

$$v_a + j v_b = g_m (R_L + j\omega L)$$

$$v_b = g_m \cdot \omega L \quad (5a)$$

Für v_b in Gleichung (8) kann nun Gleichung (5a) eingesetzt werden und man erhält für die Abschlußinduktivität:

$$L = \frac{g_{b'e} + \frac{1}{R_p + r_{bb'}}}{\omega^2 \cdot C_{b'c} \cdot g_m} \quad (9)$$

Als Beispiel für die Berechnung der Abschlußinduktivität bei f = 1 MHz werden für den Schwingkreis und den HF-Transistor folgende Angaben gemacht:

$w_1 = 70$ Wdg $\quad r_{bb'} = 100\ \Omega$
$w_2 = 7$ Wdg $\quad g_{b'e} = 400\ \mu S$
$R_p = 100\ k\Omega \quad g_m = 40$ mA/V
$C_{b'c} = 10$ pF

Aus dem Windungszahlverhältnis ergibt sich $R_p' = R_p/100 = 1\ k\Omega$ und mit Gleichung (9) erhält man für L:

$$L = \frac{0{,}4 \cdot 10^{-3} + 0{,}9 \cdot 10^{-3}}{4\pi^2 \cdot 10^{12} \cdot 10 \cdot 10^{-12} \cdot 0{,}04} = \frac{1{,}3 \cdot 10^{-3}}{16} \quad \text{in } \frac{Vs}{A}$$

$L = 80\ \mu H$.

Will man die Schaltung im gesamten Mittelwellengebiet bei jeder beliebigen Frequenz bis kurz vor den Schwingeinsatz bringen, muß die Induktivität L einen Variationsbereich von etwa 800 μH ··· 8 μH haben. Meistens wird es jedoch darauf ankommen, das Gerät auf der Frequenz des nächstliegenden Senders empfindlich zu machen.
In der Praxis ist damit zu rechnen, daß wegen der streuenden Transistorkennwerte und der Näherungen, mit denen Gleichung (5) gewonnen wurde, das errechnete L im Ausgangskreis nur einen ungefähren Richtwert darstellt. Der genaue Wert muß empirisch ermittelt werden.

Aufbau eines Transistoraudion in Huth-Kühn-Schaltung

Bild 6 zeigt die Schaltung eines Transistoraudion, das nach den oben abgeleiteten Bedingungen mit einem Ferritstab aufgebaut wurde. Die Schaltung ist mit wenigen Bauelementen aufgebaut. Auf Gegenkopplungen wurde verzichtet. Der Abgleich auf den Ortssender erfolgt durch das feste C und den Trimmer, der einen Variationsbereich von etwa 20 ··· 110 pF aufweist. T_1 ist ein HF-Transistor OC 871, OC 872 (bzw. OC 44, OC 45). Der Arbeitspunkt dieses Transistors muß im gekrümmten Teil der Eingangskennlinie liegen, um einen guten Wirkungsgrad der Demodulation zu bekommen [1]. Die angegebenen Werte sind Richtwerte und können durch Versuche optimal bestimmt werden. Der Basiswiderstand von T_1 dient zur Arbeitspunkteinstellung und ist am fertig geschalteten Gerät so einzustellen, daß am Hörer ein Maximum an Lautstärke auftritt. Die Basiswiderstände werden durch die Stromverstärkung der verschiedenen Transistoren bestimmt.
Die Induktivität L zur Erzeugung des negativen Eingangswiderstandes von T_1 wurde in die Basisleitung von T_2 gelegt. T_2 ist ein NF-Transistor OC 811 (OC 821, OC 72) mit sehr großer Diffusionskapazität, durch die die Spule hochfrequenzmäßig direkt an das kalte Ende gelegt wird. Außerdem dient die Spule gleichzeitig zur Verriegelung der HF, während die NF nach der Demodulation an T_1 über den großen Koppelkondensator an der Basis von T_2 voll zur Wirkung kommt.
Die Wicklung für L wurde auf einem Wickelkörper mit einem HF-Pulvereisenkern mit Schraubgewinde untergebracht.
Der Basiswiderstand von T_2 sollte so gewählt werden, daß sich ein Kollektorstrom von 1 ··· 1,5 mA einstellt. Da im günstigsten Arbeitspunkt von T_1 ein Kollektorstrom fließt, der kleiner als 500 μA ist, bleibt die Stromaufnahme des Gerätes unter 2 mA. Als Hörer wird der Kleinsthörer KN 04 verwendet, der auch in Schwerhörigengeräten Anwendung findet und einen Innenwiderstand von etwa 500 Ω hat.
Die Stromversorgung erfolgt aus einem 2-V-Kleinstakku mit einer Kapazität von 0,4 Ah. Das Gerät arbeitet sehr zuverlässig. Im Berliner Raum werden die Ortssender so lautstark empfangen, daß bei einem niedrigen Geräuschstörpegel der Umgebung noch aus 5 m Entfernung deutlich verstanden wird.
Die Lautstärke wird durch Drehen des Ferritstabes geregelt.

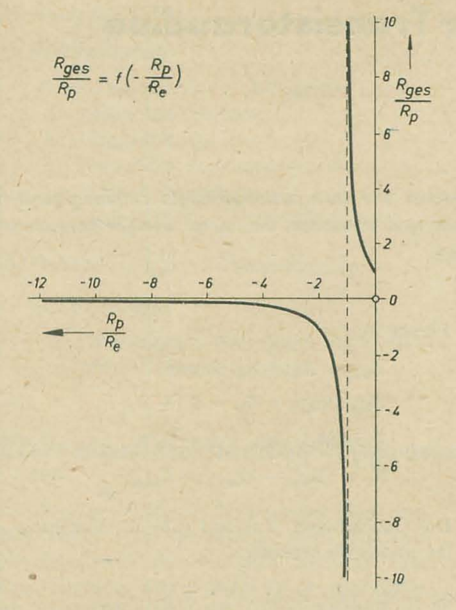


Bild 4: Grafische Auswertung der Gleichung (7)

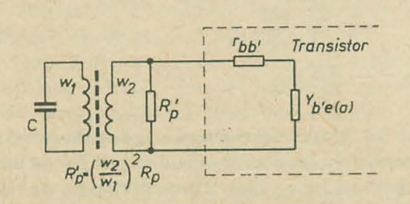


Bild 5: Ankopplung des Transistors an den Parallelschwingkreis

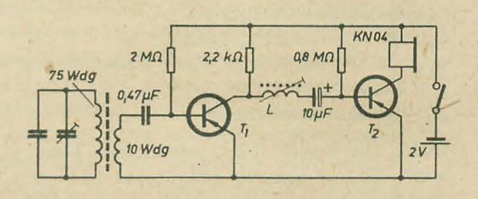


Bild 6: Schaltung des Transistoraudion in Huth-Kühn-Schaltung

Die Ferritantenne

Die Art und Weise, wie und wo die Windungen auf dem Ferritstab (Bild 7) untergebracht sind, beeinflussen wesentlich die Güte des Resonanzkreises und damit die Empfindlichkeit. Obwohl durch die entdämpfende Wirkung des Transistoraudion die Verluste im Schwingkreis kompensiert werden können, sollte man diese von vornherein so gering wie möglich halten.
Die Antennen- und Ankopplungswicklung muß natürlich aus HF-Litze gewickelt werden, um dem Skineffekt entgegenzuwirken. Beim Zusammenlöten der einzelnen Drähtchen der Litze ist darauf zu achten, daß jedes einzelne Drähtchen erfaßt wird. Leerlaufende Drahtenden erzeugen einen kapazitiven Nebenschluß mit großem Verlustfaktor, durch den die Güte verringert und frequenzabhängig wird. Der Ferritstab selbst ist von Metallteilen möglichst fernzuhalten, da sonst zusätzliche Verluste auftreten.
Im Bild 8 ist die Güte einer Spule in Abhängigkeit von der Lage der Spule auf dem Ferritstab dargestellt. Bei einem bestimmten Abstand (±) der Spulenmitte von der Stabmitte ergibt sich ein ausgeprägtes Maximum der Güte.
Im Bild 9 wird die Frequenzabhängigkeit der Spulengüte bei verschiedenen Abmessungen der Wicklung gezeigt.
Die Kurven gelten für L ≈ 200 μH und HF-Litze 24 × 0,04. Man erkennt, daß es günstig ist, die Spulenbreite möglichst klein zu halten, d. h., bei der Wicklung müssen die Windungen

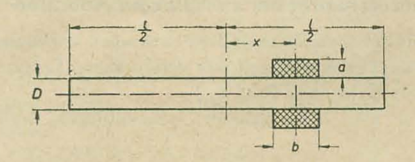


Bild 7: Ferritstab mit Spule

dicht nebeneinander und nicht über den ganzen Stab verteilt gewickelt werden. Außerdem sollte man nur in einer Lage wickeln, da eine Verringerung der Spulenbreite auf Kosten der Lagenanzahl wieder eine Verschlechterung der Güte bringt, wie Kurve 4 zeigt. An Kurve 1 fällt besonders die verhältnismäßig geringe Frequenzabhängigkeit auf.

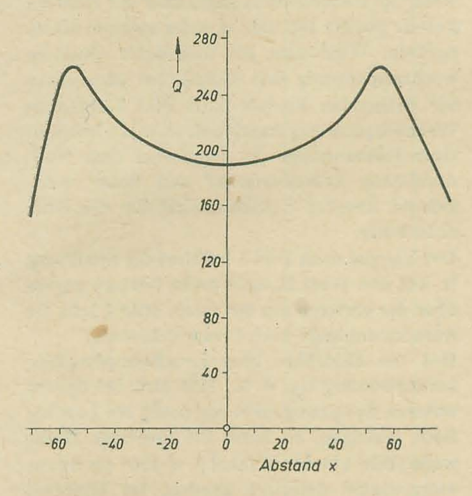


Bild 8: Abhängigkeit der Spulengüte vom Abstand x nach Bild 7

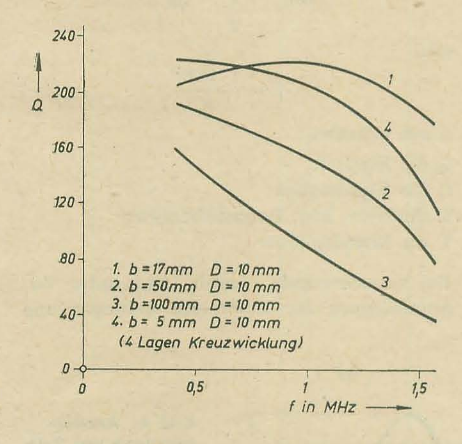


Bild 9: Frequenzabhängigkeit der Spulengüte (Ferritstab 140 × 10 mm)

Schluß

Die Schaltung zum Empfang der Mittelwelle mit Transistoraudion in Huth-Kühn-Schaltung zeichnet sich gegenüber anderen Schaltungen durch besondere Einfachheit aus. So entfällt die Rückkopplungswicklung auf dem Ferritstab und die bei sonst üblichen Audionschaltungen einstellbare Ankopplung der Rückkopplungswicklung an den Kollektor des Audiontransistors mittels Drehkondensator oder Drehwiderstand. Gegenüber den anderen Geradeausempfangsschaltungen ohne Audion entfällt die Gleichrichterdiode.

Literatur

[1] Dimensionierungshinweise zum Transistoraudion; radio und fernsehen 20 (1961) S. 637 u. 638

[2] Rint: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker Bd. III

Gewinnung von Reinstsilizium in der ČSSR

Auf der letzten Messe in Brno wurde von der ČKD, Prag — einem Nationalbetrieb, der sich auch der Entwicklung von Halbleitern, von Geräten zur Herstellung von Halbleitermaterial sowie der Fertigung von Halbleitern widmet — ein Zonenschmelzapparat gezeigt, mit dem man Reinstsilizium mit einem Reinheitsgrad von 99,999999% herstellen kann, d. h., auf 100 Millionen Siliziumatome kommt nur noch ein unerwünschtes Fremdatom.

Zur Herstellung von Reinstsilizium geht man von Siliziumtetrachlorid oder von Trichlorsilan aus. Beides sind Flüssigkeiten. Man erhitzt sie im Vakuum und leitet zugleich Wasserstoff darüber. Es bilden sich metallisches Silizium und Salzsäure. Das metallische Silizium wird im Vakuum geschmolzen; es entstehen Polykristalle von mehr oder weniger großer Reinheit, je nach dem Ausgangsmaterial.

Dieses metallische Silizium muß nun von Fremdatomen, von Unreinheiten, nach Möglichkeit befreit werden. Zu diesem Zweck kennt man mehrere Verfahren. Eines der aussichtsreichsten und meist verwendeten ist das Zonenschmelzverfahren, das auch von ČKD verwendet wird. Bei der auf der Messe in Brno gezeigten Apparatur handelte es sich um ein vertikales Zonenschmelzgerät. Ein Siliziumstab von maximal 450 mm Länge und maximal 20 mm Durchmesser ist in einem Quarzrohr eingespannt und von einer Wasserstoffatmosphäre umgeben. Die Enden des Siliziumstabes sitzen in Quarzhaltern, die mit Wasser gekühlt werden.

Das Quarzrohr wird von Hochfrequenzspulen umgeben, die den Siliziumstab unter sich zum teilweisen Schmelzen bringen. Silizium hat einen Schmelzpunkt bei ungefähr 2300 °C. Die Fremdatome dagegen haben meist einen niedrigeren Schmelzpunkt; sie werden also beim Erhitzen zuerst schmelzen. Wird die mit Hochfrequenz geheizte Spule nun in einer Richtung bewegt, so wandert damit auch die Schmelzzone, und mit dem wandernden Schmelzprozeß wandern auch die Fremdatome. Am Ende tritt also eine Anhäufung der Unreinheiten auf, und auch am Anfang des Stabes, wo der Schmelzprozeß noch nicht

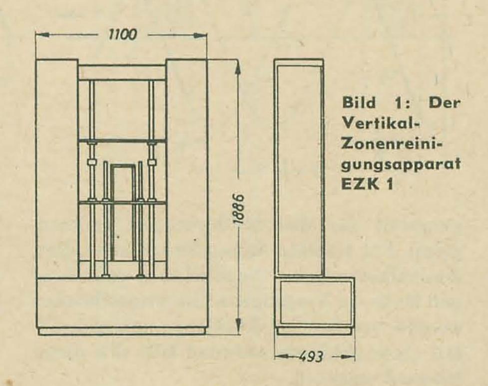


Bild 1: Der Vertikal-Zonenreinigungsapparat EZK 1

wirksam ist, bleibt eine gewisse Verunreinigung. Der Mittelteil hat also den höchsten Reinheitsgrad. Wird der Prozeß mehrmals wiederholt, so wird ein immer höherer Reinheitsgrad erzielt. Allerdings nicht unbegrenzt; die Möglichkeit der weiteren Reinigung nimmt exponentiell ab.

Bei dem Vertikal-Zonenschmelzapparat Typ EZK 1 der ČKD wird die Hochfrequenz für die HF-Spulen in einem HF-Generator vom Typ Gv 6 A erzeugt. Die HF-Spulen werden vollautomatisch gleichmäßig fortbewegt, so daß das Gerät von ungelernten Kräften bedient werden kann. Das Fortbewegen der Spulen erfolgt durch ein Relaissystem und elektromagnetische Kupplungen; die Einrichtungen hierfür befinden sich im unteren Teil des Gerätes. Die Schnelligkeit der Bewegung der Hochfrequenzspulen und damit der Schmelzzone läßt sich von 4 cm/h ··· 12 cm/h einstellen. Der Reinigungsvorgang wird 10- ··· 15 mal wiederholt; dann kommt man ungefähr zu dem anfangs genannten Reinheitsgrad von nur einem unerwünschten Fremdatom auf 100 Millionen Siliziumatome.

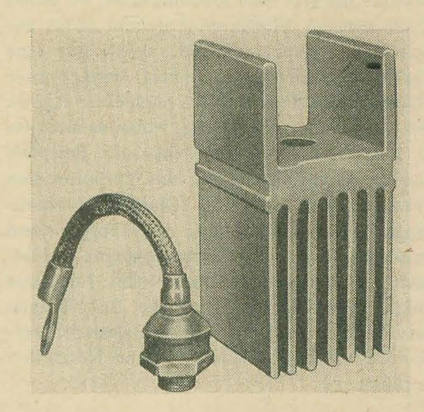


Bild 2: Der Siliziumgleichrichter Uka 15 nebst Kühlkörper

Das Gerät wird in der ČSSR bereits in Serie gefertigt; etwa 25 Geräte sind in der ČSSR bereits in Betrieb.

Der so gereinigte Polykristall (der besonders reine Mittelteil) muß nun wieder geschmolzen und zu einem Einkristall ausgezogen werden. Das ist notwendig, weil ein Polykristall keinen einheitlichen Aufbau und damit keine gleichbleibenden Eigenschaften sowie keinen definierten Leitungstyp hat. Dieser Einkristall muß nun mit gewünschten Fremdatomen in gewünschter Menge versehen, „dotiert", werden. Mancher wird sich fragen: Weshalb wendet man soviel Mühe zur extrem hohen Reinigung auf, wenn man nachher wieder besondere Verunreinigungen hineinbringt? Die ursprünglich vorhandenen Fremdatome sind aber unkontrollierbar, einige sind elektrisch positiv, einige negativ. Bei den Halbleitern muß aber genau feststehen, wie das Halbleiterelement jeweils aufgebaut ist. Je nachdem bringt man nur n-Material (negatives Material) oder p-(positives) Material in der gewünschten Menge hinzu. Diese Dotierung nimmt man meist zugleich mit dem Ziehen des Einkristalls vor.

Von der ČKD werden auch fertige Siliziumgleichrichter sowie die hierfür notwendigen Kühlkörper gefertigt. Der Typ Uka 15 z. B. liefert einen Nenngleichstrom (Mittelwert) von 150 A bei dauernder Belastung. Die Sperrspannung beträgt 600 ··· 2000 V. Der Kühlkörper ist aus 1,8 mm starkem Zink gefertigt; er wird im Betrieb noch zusätzlich durch einen Luftstrom gekühlt, der bis zu 10 m/s betragen kann. Die Kühlluft soll bei voller Leistung nicht wärmer als 35 ··· 50 °C werden.

Fritz Kunze

Spannungserzeugung mit RC-Gliedern für lineare oszillografische Ablenkung

RUDI KAUTSCH

Allgemeines

Für die meisten oszillografisch darzustellenden Zeitfunktionen werden lineare Ablenkspannungen benötigt. Diese sägezahnförmigen Spannungen lassen sich durch bekannte Kippschaltungen erzeugen. Die in der ersten Zeit der Oszillografentechnik verwendeten Glimmlampen- und Thyratronkippschaltungen wurden später durch Hochvakuumkippgeräte verdrängt. Den geringsten Aufwand gestattet die bekannte Miller-Transitron-Schaltung mit einer Pentode. Es gibt aber Meßaufgaben, wo selbst dieser geringe Einröhren-Aufwand nicht gerechtfertigt erscheint, z. B., wenn nur eine einzige Ablenkfrequenz benötigt wird. Ferner gibt es oftmals Forderungen nach einer starren netzsynchronen Ablenkung, wobei es sich um 50, 100 oder mehr Hz handeln kann. Beispiele sind die Sichtbarmachung des Verlaufes von Netzwechselspannungen, Gleichrichterspannungen, Magnetisierungs-, Lichtbogen- und Funkenströmen sowie Zeitmessungen im Bereich der angegebenen Frequenzen. Für diese Aufgaben haben sich einfache Schaltungen mit Gleichrichtern und RC-Gliedern in Verbindung mit Transformatoren und Netzteilen bewährt.

Erzeugung von 50- und 100-Hz-Zeitablenkspannungen

Wird eine Einweggleichrichterschaltung nach Bild 1 durch ein paralleles RC-Glied belastet, so ergibt sich ein Spannungsverlauf nach Bild 2.

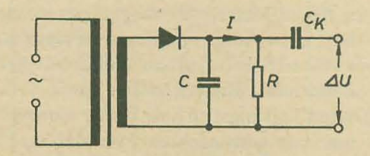


Bild 1: Einweggleichrichterschaltung

Die Spannung am Kondensator C sinkt, je nach Größe des Widerstandes R, mehr oder weniger um den Betrag ΔU ab. Da die Spannungsabnahme periodisch und zeitproportional erfolgt, eignet sie sich als oszillografische Ablenkspannung. Die Spannungsgröße ergibt sich aus

$$\Delta U = U_{max} - U_{min}$$

Die nutzbare Ablenkspannung ist dabei proportional der Gleichrichterspannung und umgekehrt proportional der Frequenz sowie der Zeitkonstante R · C. Bei Zweiweggleichrichtung würde sich damit die doppelte Ablenkfrequenz, bei etwa halber Ablenkamplitude ergeben. Um in einer Schaltung mit umschaltbarer Ablenkfrequenz konstante Ablenkamplituden zu erhalten, genügt es, wenn bei konstanten U- und C-Größen R als umschaltbar vorgesehen wird. Da der Zeitanteil des Strahlrücklaufes gegenüber der Hinlaufzeit so klein wie möglich sein soll, müssen für U und ΔU optimale Größen gewählt werden. Während, wie bereits erwähnt, der Spannungsanteil für den Strahlhinlauf eine gute lineare Zeitauflösung gewährleistet, stört gelegentlich die Funktion des Spannungsteiles für den Strahlrücklauf und ihre differenzierte Form für die Rücklaufverdunklung. Wird jedoch statt mit Rücklaufverdunklung mit Hinlaufaufhellung gearbeitet, so läßt sich dieser Nachteil weitgehend umgehen. Berücksichtigt werden muß jedoch auf jeden Fall, daß zwar die Auflösung eines Vorganges synchron mit der Frequenz der Speisewechselspannung erfolgt, daß aber — je nach Amplitudenbedarf — 5 ··· 20% einer ganzen oder halben Schwingungszeit für den Strahlrücklauf verlorengehen. Für einzelne Anwendungen kann diese Hinlaufkürzung von Nachteil sein, da Anfang und Ende des Vorganges nicht mitgeschrieben werden, sondern im Rücklauf „untergehen". Mit etwas größeren Aufwand läßt sich dieser Nachteil umgehen.

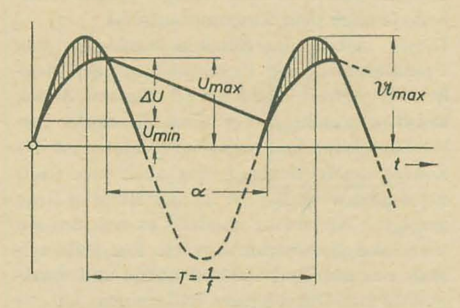


Bild 2: Spannungsverlauf am Einweggleichrichter mit parallelem RC-Glied

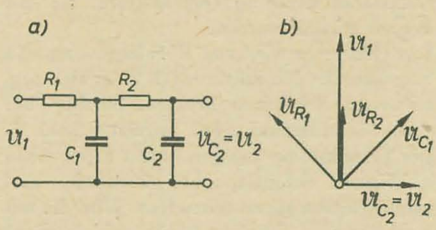


Bild 3: 90° drehender Vierpol mit Vektorgrößen

Erzeugung von mehr als 100-Hz-Zeitablenkfrequenz

Auch eine 200-Hz-Ablenkfrequenz ließe sich auf diesem Wege erzeugen, nämlich durch Aussieben der 1. Harmonischen bei der 100-Hz-Gewinnung (Zweiweggleichrichtung) und einer nochmaligen Zweiweggleichrichtung. Doch es gibt einen einfacheren Weg, um z. B. 150, 200, 250, 300 oder 400 Hz zu erzeugen. Wird statt einer Gleichspannung eine Wechselspannung an die Oszillografenröhre (Katode-Anode und Spannungsteiler) gelegt, so läßt sich zunächst mit der „Helligkeits-" und „Schärfeeinstellung" der gleiche Leuchtfleck wie durch Gleichspannung auf dem Röhrenschirm einstellen. Der Elektronenstrahl geht jedoch nur durch die Bildröhre, wenn die Röhrenanode gegenüber der Röhrenkatode positiv ist, also in jeder zweiten Halbperiode. Wird nun bei angelegter Anodenwechselspannung den Zeitplatten über einen 90° drehenden Vierpol nach Bild 3 ebenfalls Wechselspannung zugeführt, so wirkt bei positiver Röhrenanode ein gegenüber dem Nulldurchgang symmetrischer und damit weitgehend linearer Spannungsteil für die Zeitablenkung.

Der Vierpol nach Bild 3 halbiert die Spannung $\mathfrak{U}_1$ auf den Wert $\mathfrak{U}_2$ und dreht letztere gegenüber der ersteren um 90° nach. Bild 4 läßt die Zusammenhänge noch besser erkennen.

Hat die Bildröhre eine Leuchtempfindlichkeitsspannung U_E, d. h., läßt sich bei diesem unteren Spannungswert erstmalig ein Leuchtfleck erzeugen, so kann bei positiver Halbwelle (Bild 4b) der Winkel $\beta < 180°$ als Spannungswinkel definiert werden. Im Hinblick auf die Frequenzgrößen gelten dabei folgende Beziehungen:

$$\frac{\beta}{180°} = \frac{t_k}{\frac{T}{2}} = \frac{2 \cdot f}{f_k},$$

also

$$\beta = \frac{f \cdot 360°}{f_k}$$

Darin bedeuten:

t_k die Kippzeit
f_k die Kippfrequenz
f die Netz- bzw. Betriebsfrequenz
T die Periodendauer

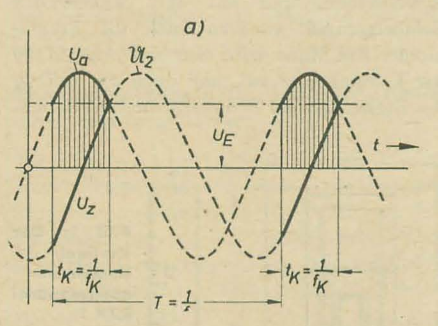
Bei sinusförmigem Verlauf und unter Zugrundelegung der Empfindlichkeitsspannung U_E ergibt sich der Scheitelwert der Röhrenwechselspannung zu

$$\mathfrak{U}_{max} = \frac{U_E}{\cos \frac{\beta}{2}}$$

und der Effektivwert zu

$$\mathfrak{U}_{eff} = \frac{U_E}{\sqrt{2} \cdot \cos \frac{\beta}{2}} = \frac{U_E}{\sqrt{2} \cdot \cos \frac{f \cdot 360°}{2 \cdot f_k}}$$

Bei einer Netzfrequenz von f = 50 Hz und einer Röhrenempfindlichkeit von U_E = 200 V ergeben sich für Ablenkfrequenzen von z. B. 100, 150, 200, 300 und 400 Hz Spannungswerte von ∞, 283, 200, 163 und 153 V_{eff}. Durch



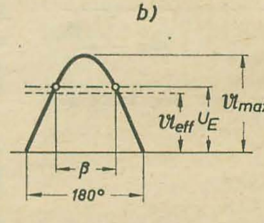


Bild 4: Anodenspannung und Zeitablenkspannung bei Wechselspannungsbetrieb der Oszillografenröhre

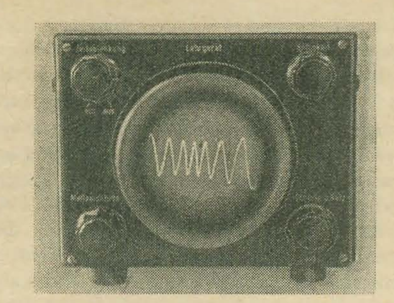


Bild 5: 1-kHz-Schwingung mit etwa 150 Hz aufgelöst

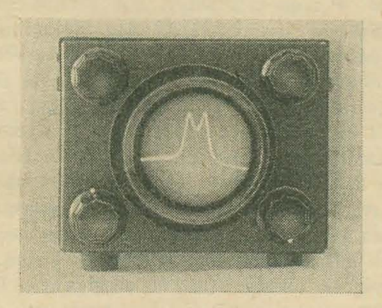
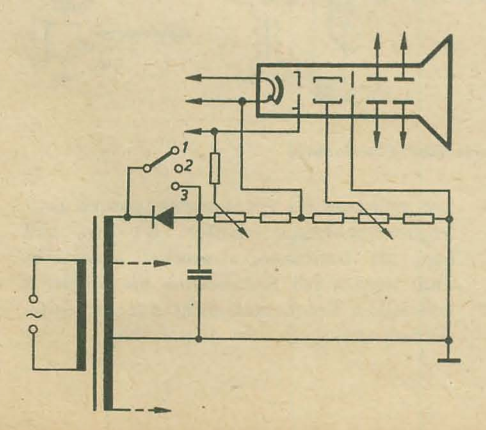


Bild 6: Bandfilterkurve mit 200 Hz geschrieben

$\beta < 180°$ und damit $\mathfrak{U}_{eff} < \infty$ lassen sich also nur Ablenkfrequenzen von $f_k > 100$ Hz erzeugen. Da die Anodenspannung während einer Ablenkperiode nicht konstant ist, ändert sich im „Hinlaufbereich" die Ablenkempfindlichkeit. Da jedoch das Anodenspannungsmaximum und damit die geringste Schreibempfindlichkeit in Bildschirmmitte liegen, kommt es bei einer amplitudenkonstanten Schwingung zu einer symmetrischen Einsattelung nach Bild 5.

Das Verhältnis der Randordinaten zur Einsattelungsordinate ergibt sich aus dem Verhältnis $\frac{\mathfrak{U}_{max}}{U_E}$. Bei konstanter Horizontalablenkung U_z ist die Einsattelung eine Funktion der Zeitablenkfrequenz. Es ist aber ohne weiteres möglich, die Spannung $\mathfrak{U}_z$ (nach den Bildern 3 und 4) zu vergrößern, so daß auch die Horizontalamplitude größer wird und über den Bildschirm „hinausgeht". Die vergrößerte Spannung U_z wird dadurch im Bereich des aufzulösenden Schwingungszuges linearer und drängt außerdem die Randordinaten zugunsten einer kleineren Einsattelung nach außen. Es kann nur von Fall zu Fall entschieden werden, welche Bedeutung den Größen Ablenkfrequenz, Ablenkamplitude, Linearität und Einsattelung zugesprochen wird. Die gesetzmäßige Einsattelung stört im allgemeinen nicht, sie muß auch nicht beim Schreiben von Schwingkreis- und Filterkurven berücksichtigt werden. Bild 6 zeigt eine mit 200 Hz gewobbelte Bandfilterkurve.



◄ Bild 7: Netzteil der Oszillografenröhre

Zeitablenkung mit drei umschaltbaren Festfrequenzen

Die Oszillografenröhre wird also bei 50- und 100-Hz-Zeitablenkung mit Gleich- und bei mehr als 100 Hz Auflösung mit Wechselspannung betrieben. Bild 7 zeigt die Schaltung zur wahlweisen Speisung der Bildröhre.

Die Anodenwechselspannung für die Bildröhre läßt sich auch einstellbar schalten. Der Zeitablenkteil mit den drei oder mehr Festfrequenzen nach Bild 8 ist dann die Erweiterung der Schaltung nach Bild 7. Zwischen den Schalterklemmen „3" befindet sich der die Spannung halbierende und ihre Phase um 90° drehende Vierpol.

Der Einsatz eines solchen Gerätes erstreckt sich vor allem auf die erwähnten Beispiele, es sind aber noch andere Anwendungen denkbar. Bild 9 zeigt ein geöffnetes Gerät.

Geht es in besonderen Fällen nur um eine Festfrequenz von 50 oder 100 Hz, so kann die Sägezahnspannung direkt vom Ladekondensator eines vorhandenen Netzteiles abgenommen werden. Bild 10 zeigt die Schaltung eines Netzteiles mit zusätzlicher Gewinnung einer 100-Hz-Zeitablenkspannung. Gegenüber den Schaltungen nach den Bildern 1 und 8 handelt es sich hier um die Gewinnung einer symmetrischen Ablenkspannung.

Durch Verwendung des Transformators ZT wird es nicht nur möglich, die Kippspannung zu symmetrieren, sondern eine kleine Spannung mit günstigem Rücklaufanteil zu wählen und diese auf den notwendigen Ablenkwert zu transformieren. Für eine einwandfreie Rücklaufverdunklung lohnte in diesem speziellen Fall nach Bild 10 der größere Aufwand mit dem Transformator RT. Als Oszillografenröhre wurde der Typ OR 1/100/2 verwendet. Alle nicht dem Zusammenhang dienenden Schaltelemente sind weggelassen.

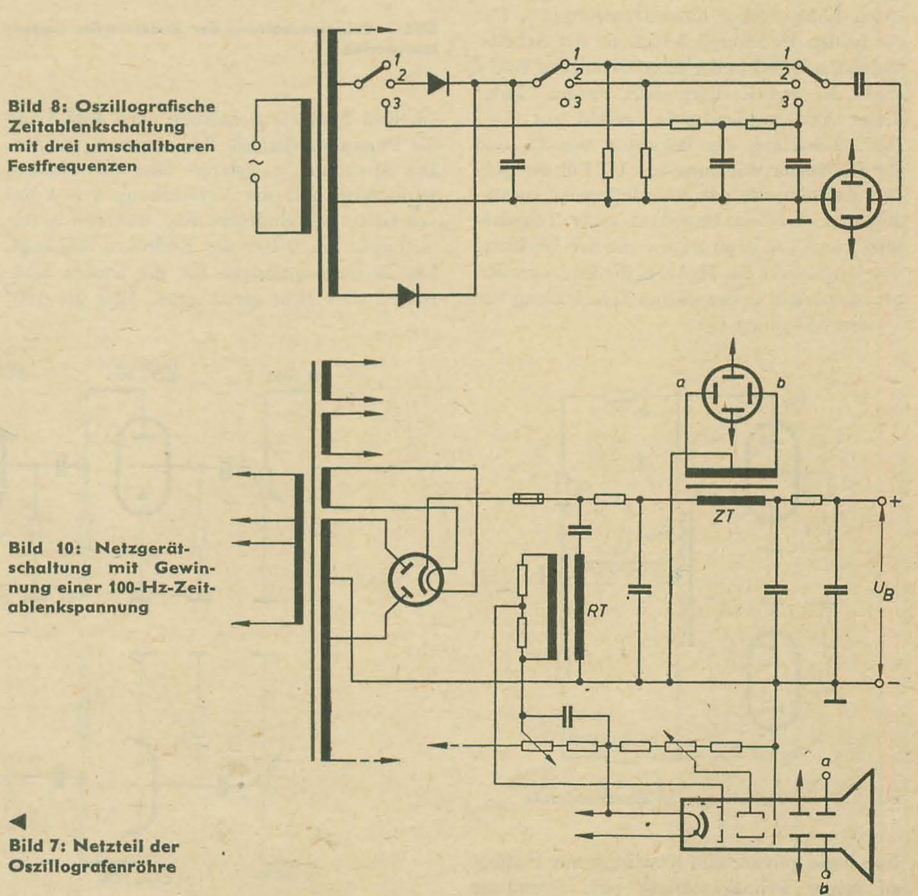


Bild 8: Oszillografische Zeitablenkschaltung mit drei umschaltbaren Festfrequenzen

Bild 10: Netzgerätschaltung mit Gewinnung einer 100-Hz-Zeitablenkspannung

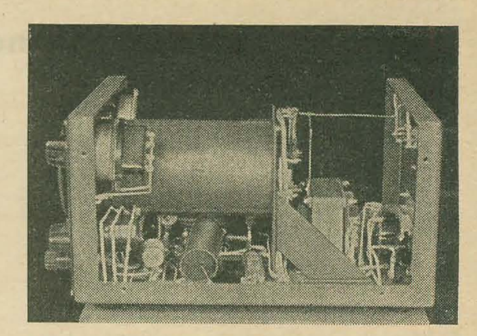


Bild 9: Geöffnetes Gerät

Zusammenfassung

Bei vielen oszillografischen Darstellungen wird für die Horizontalablenkung des Elektronenstrahles ein sägezahnförmiger Spannungsverlauf benötigt. Die sogenannten Kippspannungen lassen sich mit Elektronenröhren und Transistoren erzeugen. Genügt für spezielle oszillografische Aufgaben ein konstanter Zeitmaßstab (feste Frequenz) mit dem ein-, zwei- oder z. B. vierfachen Wert der Netz- oder einer anderen Betriebsfrequenz, so kann auf verstärkende Schaltelemente verzichtet werden; denn sägezahnförmige Spannungen lassen sich bereits mittels Gleichrichter und RC-Gliedern gewinnen. Im einfachsten Fall genügt eine Sekundärwicklung auf der Siebdrossel eines Gleichrichternetzteiles, während sich der mehrfache Frequenzwert günstiger durch einen phasendrehenden Vierpol und eine Speisung der Bildröhre mit Wechsel- statt Gleichspannung erzeugen läßt.

Eine neue Stereoverbundschaltung

ALBERT TEWES

Durch eine interessante Schaltungstechnik hat Telefunken im Rundfunkempfänger „Concerto 2284" mit nur zwei Endröhren einen echten Stereogegentaktbetrieb verwirklicht. Gegenüber einem Stereoverstärker mit Eintaktendstufe jeweils für einen Kanal ist die neue Verbundschaltung etwas aufwendiger; sie stellt in ihrem Konzept die dritte Schaltungsmöglichkeit zwischen der einfachen Ausführung mit zwei Eintaktendstufen und der Schaltung mit zwei Gegentaktendstufen dar. Bei Stereobetrieb ist es erforderlich, daß zwei NF-Verstärker unabhängig voneinander arbeiten, d. h., es darf aus dem einen Kanal keine Spannung in den anderen Kanal gelangen. Die beiden Endröhren $Rö_1$ und $Rö_2$ im Bild 1 arbeiten gemeinsam auf den Übertrager $Ü_1$. Von der Mitte der Primärwicklung führt eine Verbindung an die Wicklung eines zweiten Übertragers $Ü_2$. In diese Wicklungsteile werden die Impedanzen der angeschlossenen Lautsprecher hineintransformiert. Für die beiden Endröhren bilden sie die Arbeitswiderstände, die in der Ersatzschaltung Bild 1 durch R_1 und R_2 dargestellt werden. Jeder dieser Arbeitswiderstände besteht aus einer Reihenschaltung der Wicklung von $Ü_2$ und der Hälfte der Wicklung von $Ü_1$. Für die richtige Arbeitsweise der Anordnung ist vorauszusetzen, daß die Impedanz einer Teilwicklung von $Ü_1$ so groß ist wie die der Wicklung von $Ü_2$. Steuert das Signal u_1 die Endröhre $Rö_1$ an, so entsteht in der oberen Teilwicklung von $Ü_1$ eine Spannung U_1.

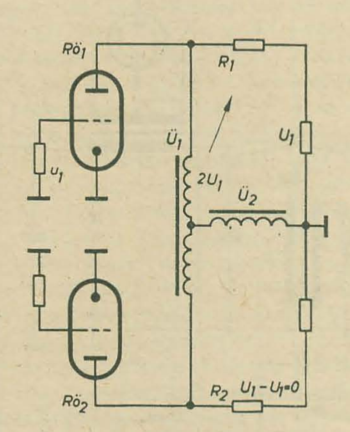


Bild 1: Prinzipschaltung der Stereoendstufe

Durch die galvanische Kopplung mit $Ü_2$ liegt an seiner Primärwicklung eine Spannung gleicher Größe und Phase. Die sehr feste induktive Kopplung erzeugt auch in der unteren Teilwicklung von $Ü_1$ eine Spannung von der gleichen Größe wie U_1. Auf den Widerstand R_1 wirkt somit die Summenspannung $2 \cdot U_1$ und auf R_2 die Differenzspannung $U_1 - U_1 = 0$.

Steuert ein Signal die Röhre $Rö_2$ an, so wird jetzt auf den Widerstand R_2 ein Signal übertragen, während an R_1 die Spannung auf 0 absinkt. Voraussetzung für eine gute Kompensation der Spannung im Nachbarkanal ist eine genaue Übereinstimmung der Spannungen beider Übertrager in Betrag und Phase über den Tonfrequenzbereich von etwa 300 Hz bis zur Hörbarkeitsgrenze.

Bild 2: Prinzipschaltung der Endstufe für Gegentaktbetrieb

Im Bild 2 ist die Schaltung nach Bild 1 um die Phasenwenderöhre $Rö_0$ erweitert worden. Die Spannung u_1 gelangt über die Phasenwenderöhre mit der Verstärkung $v = 1$ auf das Gitter der Endröhre $Rö_1$, während u_2 unmittelbar am Gitter der Endröhre $Rö_2$ liegt. Die Steuerspannungen für die beiden Endröhren sind zwar gleich groß, aber um 180° phasenverschoben. Im Übertrager $Ü_1$ wirken beide Spannungen gleichsinnig, im Übertrager $Ü_2$ heben sie sich gegenseitig auf. Bei einem Kurzschluß des Übertragers $Ü_2$ ändern sich die elektrischen Verhältnisse in $Ü_1$ nicht; es besteht somit echter Gegentaktbetrieb. Werden bei Normalbetrieb beide Eingänge miteinander verbunden, so wird die für Gegentaktbetrieb erforderliche Spannungsgleichheit und die entsprechende Phasenlage erzwungen. Tiefe Frequenzen werden auch bei Stereobetrieb wegen ihrer großen Wellenlänge vorwiegend spannungs- und phasengleich übertragen, so daß für die Tiefen praktisch nur Gegentaktbetrieb vorliegt. Weichen die Spannungen dagegen bei höheren Tonfrequenzen in Betrag und Phase voneinander ab, so geht die Endstufe automatisch in den Eintaktbetrieb über.

Bild 3 zeigt schließlich ein vereinfachtes Schaltbild des NF-Teils des Empfängers „Concerto 2284" von Telefunken. $Rö_0$ (Phasenwenderöhre) ist der Typ EBC 91. In den Endstufen befinden sich die Röhren 2× ECL 86. Da die Gesamtverstärkung in beiden Kanälen gleich groß sein muß, ist die Triode der ECL 86 im linken Kanal (im Bild 3 oben) so stark gegengekoppelt, daß die Verstärkung etwa 1 ist. Etwaige Pegelunterschiede lassen sich mit dem Potentiometer P im Katodenzweig der oberen EC(L) 86 ausgleichen. Der Ausgangsübertrager $Ü_1$ hat auch auf der Sekundärseite eine Mittelanzapfung, diese ist über die Sekundärwicklung von $Ü_2$ nach Masse geschaltet.

Da sich Tonfrequenzen unter etwa 300 Hz nicht orten lassen, können ohne Einfluß auf den Stereoeindruck die beiden frontalen Breitbandlautsprecher Lsp_1 und Lsp_2 mit einer Drossel Dr in Reihe geschaltet und direkt mit der Sekundärwicklung des Übertragers $Ü_1$ verbunden werden. Die mittleren und hohen Frequenzen gelangen kanalgetreu über die Kondensatoren C_1 und C_2 zu den seitlich angeordneten Mittel/Hochtonlautsprechern Lsp_3 und Lsp_4.

Bei Monobetrieb ist die beschriebene Aufteilung nicht erwünscht; daher überbrückt der Schalter S_1 bei Monobetrieb die Drossel Dr, so daß die vorn eingebauten Lautsprecher Lsp_1 und Lsp_2 die Spannung des ganzen Tonfrequenzspektrums erhalten. Da Lsp_1 und Lsp_2 als Breitbandlautsprecher ausgeführt sind, werden bei Monobetrieb die mittleren und hohen Frequenzen nicht nur zur Seite, sondern auch nach vorn abgestrahlt.

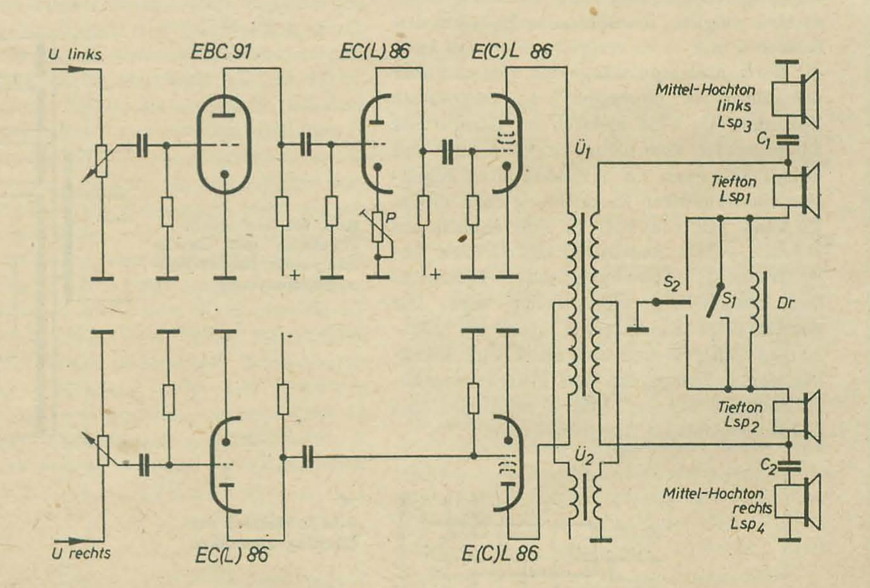


Bild 3: NF-Teil des Rundfunkempfängers „Concerto 2284" (Telefunken)

Ein halbautomatischer Sparlötkolbenständer

ALFRED KUNZ

Jeder Elektrolaborant, jeder Amateur, jeder Bastler kennt die Sorgen mit den Folgeerscheinungen eines zu heißen Lötkolbens.
Die Heizleistung eines elektrischen Lötkolbens muß so bemessen sein, daß sie zur Erwärmung der Lötstelle auf die erforderliche Löttemperatur ausreicht. Fehlt der Wärmeenergieentzug durch die Lötstelle während der höchstens bei Fließbandarbeiten vermeidbaren Lötpausen, so tritt eine Kolbenüberhitzung auf, als deren Folge im wesentlichen folgende Mängel auftreten.

1. Die Notwendigkeit fortwährender Reinigung der ständig verzunderten Kupferspitze und die hierdurch entstehenden unsauberen Lötstellen.

2. Der durch Verdampfung und Abbrand entstehende hohe Zinn- und Kupferverbrauch.

3. Kalte Lötstellen, die sich zu einem hohen Prozentsatz nicht etwa durch einen zu kalten Kolben oder mangelhafte Durchwärmung der Lötstelle ergeben, sondern als Folge eines überhitzten Kolbens.

Während des Abkühlvorganges des Lötzinns von hohen Temperaturen wird nämlich ein Gefügezustand mit den bekannten elektrischen Eigenschaften der kalten Lötstelle durchlaufen, der durch Wackeln oder Erschütterung festgehalten werden kann. Da immer mit Erschütterungen gerechnet werden muß, besteht grundsätzlich die Gefahr der Schaffung kalter Lötstellen bei zu heißem Lötkolben. Die kalten Lötstellen sind deshalb so gefürchtet, weil sie oft nicht sofort in Erscheinung treten.
Die aufgeführten Gründe lassen geeignete Gegenmaßnahmen auf alle Fälle gerechtfertigt erscheinen, insbesondere, da der hierzu notwendige Aufwand recht gering ist.
Eine echte Abhilfe kann nur dadurch erreicht werden, daß die dem Kolben zugeführte Heizleistung während der Lötpausen auf ein entsprechendes Maß herabgesetzt wird. Hierzu stehen zwei grundsätzliche Verfahren zur Auswahl:

a) Der Lötkolben wird über einen Regeltrafo gespeist. Es ergeben sich ideale Anpaßmöglichkeiten an die jeweiligen Lötbedingungen. Nachteilig ist der Aufwand (Preis, Gewicht, Größe), der nur dort gerechtfertigt ist, wo evtl. ohnehin ein Trenntrafo zwischen Netz und Kolben erforderlich ist.

b) Ein Vorwiderstand im Stromkreis des Lötkolbens, der während des Lötens kurzgeschlossen wird (Bild 1), verringert die Leistungsaufnahme in den Lötpausen. Benutzt man als Vorwiderstand eine Glühbirne entsprechender Leistung, so sind die Anschaffungskosten minimal und die praktische Verwirklichung kein Problem. Daneben erhält man noch eine Betriebskontrolle: Während der Lötpausen muß die Lampe glühen (Schalter offen), während des Lötens dunkel sein (Schalter geschlossen). Bild 2 zeigt eine entsprechende Schaltung.
Eine ideale und sehr häufig praktizierte Variante des Prinzips b) ergibt sich am Wechselstromnetz dadurch, daß man den Vorwiderstand R_v (Bild 1) durch einen Kondensator ersetzt. Da der Wechselstromwiderstand $\frac{1}{\omega C}$ eines Kondensators mit der Kapazität C im Gegensatz zu dem Wirkwiderstand R_v ein sogenannter Blindwiderstand ist, wird in diesem Falle keine Energie nutzlos im Vorwiderstand vergeudet.

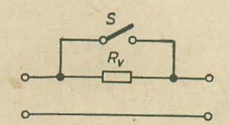


Bild 1: Schaltung mit Vorwiderstand R_v

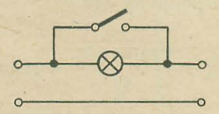


Bild 2: Schaltung mit Glühlampe

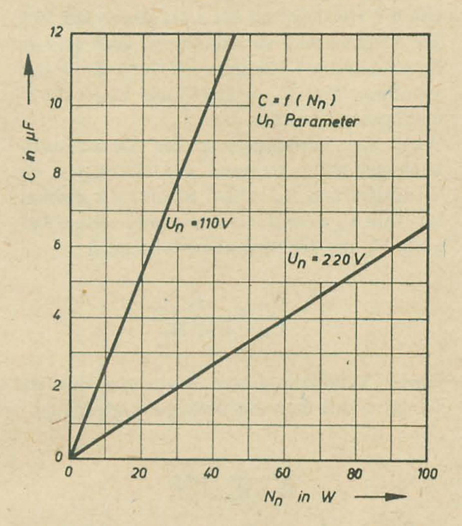


Bild 3: Kapazität eines Vorschaltkondensators zur Herabsetzung der Heizleistung des Lötkolbens auf die Hälfte seiner Nennleistung in Abhängigkeit von den Lötkolbennenndaten N_n und U_n

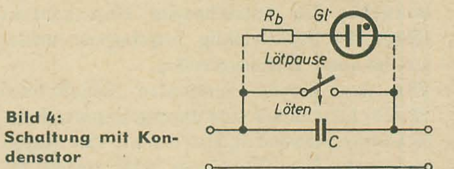


Bild 4: Schaltung mit Kondensator

Die Berechnung der erforderlichen Kapazität des Vorschaltkondensators ist nicht schwierig. Ihr Wert ergibt sich aus folgender Gleichung

$$C = 3{,}2 \cdot 10^3 \cdot \frac{N_n}{(U_n)^2}$$

Darin bedeuten

C die Kapazität des Kondensators in μF,
N_n die Nennleistung des Lötkolbens in W und
U_n seine Nennspannung in V.

Zur Umgehung vermeidbarer Rechenarbeit ist diese Gleichung im Bild 3 graphisch ausgewertet. Man liest dort beispielsweise für einen Lötkolben von 40 W (Abszisse) und 220 V (Parameter) an der Ordinate eine Kapazität von 2,6 μF ab.
Wie bereits am Beispiel des Vorwiderstandes erläutert, muß der Kondensator während der Lötung, also immer dann, wenn man den Kolben in der Hand hält, kurzgeschlossen und immer dann eingeschaltet sein (Schalter auf), wenn der Kolben während der Lötpause auf dem Ständer liegt. Daraus ergibt sich eine einfache Automatisierungsmöglichkeit für diese Schaltaufgabe: Man kombiniert den Schalter mit dem Lötkolbenständer nach Art der Schaltgabel am Telefon.
Der nachfolgend beschriebene halbautomatisch schaltende Lötkolbenständer kann mühe-

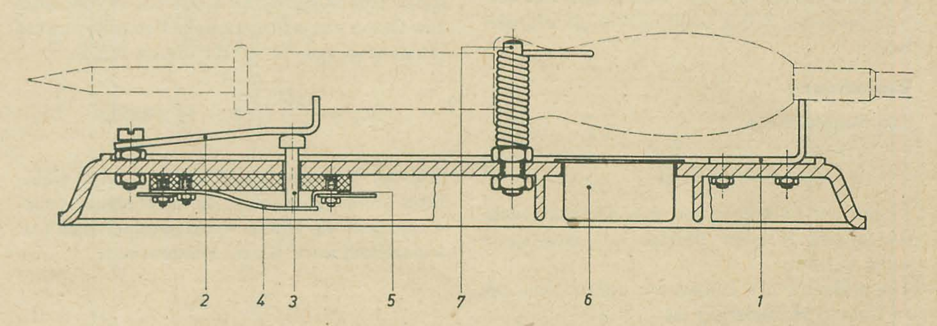


Bild 5: Seitenansicht (im Schnitt) des halbautomatischen Schaltlötkolbenständers. Der Lötkolben ist gestrichelt eingezeichnet (die Schalterstellung der Seitenansicht entspricht der bei abgenommenem Kolben). Hierbei sind: 1) Feste Gabel, 2) Bewegliche Gabel, 3) Isolierstößel, 4) Federkontakt, 5) Starrer Gegenkontakt, 6) Kolophoniumnapf, 7) Lötzinnhalter

los nachgebaut werden, da nur leicht beschaffbare Materialien Verwendung finden. Der Wert des Kondensators ergibt sich aus Bild 3 (Betriebsspannung ≧ 160 V, kein Elko).

Dem mechanischen Aufbau (Bild 5) liegt die Schaltung nach Bild 4 zugrunde.

Der bewegliche Teil der Gabel (Teil 2 im Bild 5) ist in einem einfach zu verwirklichenden Scharnier drehbar gelagert. Es besteht aus zwei Schrauben, um die sich Teil 2 in etwas reichlicher gebohrten Löchern quer zur Schraubenlängsachse bewegen kann.

Der Schalter wird im montierten Gerät über einen isolierenden Stößel (Teil 3) durch den Gabelhebel (Teil 2) betätigt. Sein Kontakt kann von den Anschlußstreifen einer verbrauchten Flachbatterie gebildet werden. Der lange federnde Streifen ist mit Vorspannung (durch entsprechendes Biegen) auf das 3 ··· 6 mm dicke Pertinaxbrettchen geschraubt; den feststehenden Gegenkontakt bildet der rechtwinklig abgebogene unelastische kurze Batteriestreifen.

Für den bereits erwähnten Schaltstößel (Teil 3) können wir eine durchgebrannte Feinsicherung verwenden, von der wir eine Kappe entfernen. Der Glaskörper wird soweit gekürzt, daß der Kontaktabstand bei ganz eingedrücktem Stößel (bis Anschlag durch Kappe) nicht mehr als 4, aber mindestens 1,5 mm beträgt.

Teil 2 wird so eingestellt, daß bei angehobenem Gabelhebel noch 1 mm Luft zwischen diesem und der Stößeloberkante verbleibt, damit der Schalter sicher schließen kann.

Parallel zum Schalter ist eine kleine Soffittenglimmlampe (für Phasenprüfer einzeln käuflich) — in Reihe mit einem Strombegrenzungswiderstand von 100 ··· 500 kΩ — geschaltet, die neben der normalen Betriebskontrolle zur Überwachung der einwandfreien Kontaktgabe des Schalters dient. Sie ist fest in die Schaltung eingelötet und unter einen schlitzförmigen Ausschnitt auf die Grundplatte geklebt.

Weiterhin ist ein Kolophoniumnapf (abgeschnittener Alu-Becher eines alten Elko, Rand nach außen umgebördelt) in die Grundplatte eingelassen (Teil 6) und ein Stehbolzen daneben geschraubt (Teil 7), um den man den Lötdraht wickelt.

Mit dieser Anordnung wird die Kupferspitze nicht mehr verzundern; man entferne jedoch von Zeit zu Zeit mit einem Leinenläppchen die verbrannten Kolophoniumreste.

Als Berührungsschutz wird das Grundbrett durch einen passend geschnittenen Deckel aus Isolierstoff (Pertinax, Hartpappe) nach unten abgeschlossen.

Der folgende Anhang ist für den Interessierten gedacht, jedoch für das Verständnis der vorangegangenen Zeilen nicht unbedingt erforderlich.

Berechnung

Die Nennleistung

$$N_n = \frac{U_n^2}{R} \qquad (1)$$

nimmt der Lötkolben mit dem Heizpatronenwiderstand R beim Betrieb mit Nennspannung U_n auf.

Die während der Lötpausen auf zunehmende reduzierte Heizleistung ist

$$N_r = \frac{U_r^2}{R} \qquad (2)$$

und beträgt nur einen bestimmten Prozentsatz $p < 1$ der Nennleistung

$$N_r = p \cdot N_n \qquad (3)$$

Ein bewährter Erfahrungswert für p ist $p = 0{,}5$, d. h. die Heizleistung des Lötkolbens wird in den Lötpausen auf 50% der Nennleistung herabgesetzt.

Aus der Verknüpfung der Gleichungen (1) bis (3) erhält man die reduzierte Spannung zu

$$U_r = \sqrt{p} \cdot U_n \qquad (4)$$

Mit dem eben erwähnten empirischen Wert $p = 0{,}5$ ergibt sich daraus

$$U_r \approx 0{,}7 \cdot U_n$$

Um die Heizleistung des Lötkolbens auf 50% der Nennleistung zu reduzieren, muß also die Spannung am Lötkolben auf 70% der Nennspannung (bei $U_n = 220$ V auf $U_r = 156$ V) herabgesetzt werden.

Wird zur Verminderung der Lötkolbenbetriebsspannung während der Lötpausen ein Vorwiderstand R_v in den Stromkreis geschaltet (Bild 1), so ergibt sich die reduzierte Spannung U_r aus der Spannungsteilerregel

$$\frac{U_r}{U_n} = \frac{R}{R + R_v}$$

Durch Vergleich dieser Beziehung mit der Gl. (4) erhält man die Bedingungsgleichung

$$\frac{R}{R + R_v} = \sqrt{p}$$

die, nach der Unbekannten aufgelöst, die Gleichung

$$R_v = R \cdot \left(\sqrt{\frac{1}{p}} - 1\right) \qquad (5)$$

liefert. Da von einem Lötkolben nicht unmittelbar sein Heizpatronenwiderstand R bekannt ist, sondern nur seine Nenndaten U_n und N_n gegeben sind, wird R zweckmäßig durch Einsetzen der Gl. (1) in Gl. (5) eliminiert:

$$R_v = \frac{U_n^2}{N_n} \cdot \left(\sqrt{\frac{1}{p}} - 1\right) \qquad (6)$$

Beispiel

Es ist ein Lötkolben 220 V 60 W gegeben, dessen Heizleistung in den Lötpausen durch Einschaltung eines Vorwiderstandes auf 50% seiner Nennleistung herabgesetzt werden soll. Die Größe des erforderlichen Vorwiderstandes erhält man aus Gl. (6) für diesen Fall zu

$$R_v = \frac{220^2}{60} \cdot \left(\sqrt{2} - 1\right) \approx 325\,\Omega$$

Soll der Vorwiderstand R_v durch eine Glühbirne realisiert werden, so muß deren Innenwiderstand R_G (Index G Glühlampe) dem Vorwiderstand nach Gl. (6) entsprechen:

$$R_G = R_v$$

Den Glühlampenwiderstand kann man jedoch nicht einfach aus den Glühlampennenndaten etwa nach der Beziehung

$$R_G = \frac{U_{Gn}^2}{N_{Gn}}$$

berechnen, da das Verhältnis

$$\frac{U^2}{N} = \frac{U}{I}$$

bei der Glühlampe infolge des Temperatureinflusses ($\varrho = f(\vartheta)$) nicht konstant und die Spannung an der Glühbirne höchstens in Sonderfällen gleich ihrer Nennspannung U_{Gn} ist. Die Strom-Spannungs-Kennlinie einer Metallfadenlampe hat vielmehr den (stationären) Verlauf nach Bild 6, der sich näherungsweise durch die Gleichung

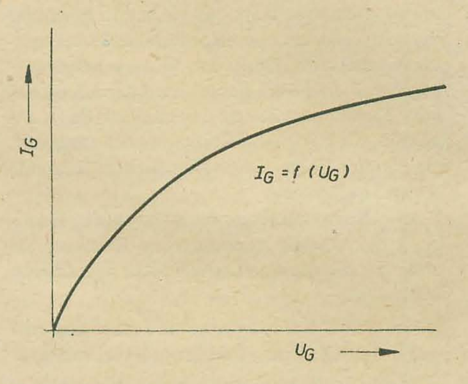


Bild 6: Strom-Spannungs-Kennlinie einer Metallfadenlampe

$$I_G = k \cdot \sqrt{U_G}$$

beschreiben läßt. k ist darin eine Konstante, die die Glühlampennenngrößen beinhaltet. Durch elementare Umformung dieser Beziehung erhält man den Verlauf des (stationären) Widerstandes der Glühbirne.

$$R_G = \frac{\sqrt{U_{Gn}^3 \cdot U_G}}{N_{Gn}} \qquad (7)$$

Beispiel

Der Widerstand einer 40-W-Glühbirne, 220 V, beträgt nach Gl. (7)

a) bei Nennspannung 220 V

$$R_{Gn} = \frac{\sqrt{220^3 \cdot 220}}{40} \approx 1210\,\Omega$$

b) bei Betrieb an 110 V dagegen nur noch

$$R_G = \frac{\sqrt{220^3 \cdot 110}}{40} \approx 860\,\Omega$$

An der Glühlampe steht die Differenzspannung zwischen der Lötkolben-Nennspannung U_n (gleichzeitig Netzspannung) und der redu-

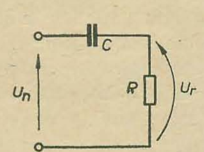


Bild 7: Schaltung zur Berechnung der Kapazität des Vorschaltkondensators C

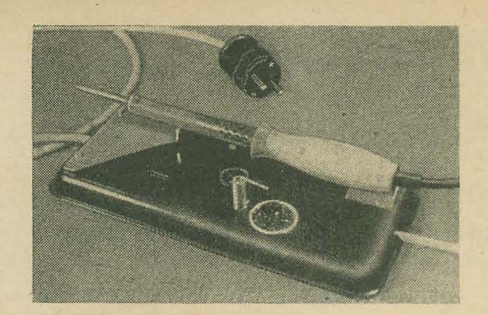


Bild 8: Gesamtansicht des Lötkolbenständers

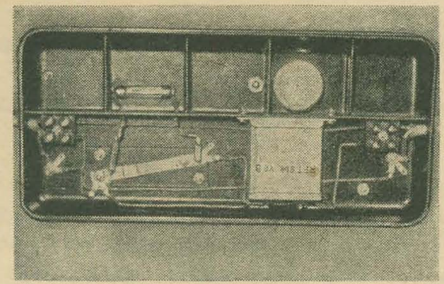


Bild 9: Unteransicht des Lötkolbenständers

zierten Lötkolbenspannung:

$$U_G = U_n - U_r$$
$$= U_n \left(1 - \frac{U_r}{U_n}\right)$$

Nach Gl. (4) kann man diese Beziehung umformen in

$$U_G = U_n (1 - \sqrt{p}) \qquad (8)$$

Soll die Heizleistung durch Einschaltung der Glühlampe in den Heizkreis auf $p \cdot N_n$ herabgesetzt werden, muß also der Glühlampenwiderstand gerade so groß gewählt werden, daß an diesem die Spannung nach Gleichung (8) abfällt (für einen 220-V-Lötkolben müssen bei $p = 0{,}5$ also 64 V an der Glühlampe stehen).
Setzt man die Glühlampensollspannung nach Gl. (8) in die Gl. (7) ein, so erhält man für den Glühlampensollwiderstand die Gleichung

$$R_G = \frac{\sqrt{U_{Gn}^3 \cdot U_n}}{N_{Gn}} \cdot \sqrt{1 - \sqrt{p}} \qquad (9)$$

Unter Berücksichtigung der Voraussetzung $R_G = R_v$ und Vergleich der Gleichungen (6) und (9) ergibt sich nach Umformung und Auflösung nach der Unbekannten N_{Gn} die Gleichung

$$N_{Gn} = N_n \cdot \left(\frac{U_{Gn}}{U_n}\right)^{\frac{3}{2}} \cdot \sqrt{\frac{p}{1 - \sqrt{p}}} \qquad (10)$$

Die Gl. (10) gestattet also die Berechnung der für eine Glühlampe mit der Nennspannung U_{Gn} erforderlichen Nennleistung N_{Gn}, wenn dieselbe — als Vorwiderstand geschaltet — die Heizleistungsaufnahme des Lötkolbens mit den Nenndaten U_n und N_n auf die Leistung $N_r = p \cdot N_n$ verringern soll.
$p = 0{,}5$ in Gl. (10) eingesetzt, vereinfacht ihre Schreibweise in

$$N_{Gn} = \sqrt{1{,}7} \cdot N_n \cdot \left(\frac{U_{Gn}}{U_n}\right)^{\frac{3}{2}} \qquad (11)$$

Beispiel

Gegeben ist ein 40-W-Lötkolben für 220 V. Gesucht ist die Nennleistung einer als Vorwiderstand zu schaltenden Glühbirne zur Heizleistungsverminderung auf 20 W bei einer Lampennennspannung von a) 220 V, b) 110 V

a) $N_{Gn} = \sqrt{1{,}7} \cdot 40 \cdot \sqrt{\left(\frac{220}{220}\right)^3} \approx 52$ W

b) $N_{Gn} = \sqrt{1{,}7} \cdot 40 \cdot \sqrt{\left(\frac{110}{220}\right)^3} \approx 18$ W

Soll die Bedingungsgleichung (4) durch einen Vorschaltkondensator erfüllt werden, so ist die reduzierte Lötkolbenspannung nach der allgemeinen Spannungsteilerregel für Wechselspannungen — die Spannungen in einem Stromkreis verhalten sich ihrem Betrage nach wie die entsprechenden Scheinwiderstände — zu berechnen

$$\frac{U_r}{U_n} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2}} \qquad (12)$$

Der Nenner der rechten Seite dieser Gleichung stellt den Scheinwiderstand der Reihenschaltung des Lötkolbenheizwiderstandes R mit dem Wechselstromwiderstand $\frac{1}{\omega C}$ des Vorschaltkondensators (Kapazität C) bei der Frequenz $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$ dar (f = Netzfrequenz). Verknüpft man Gl. (12) mit Gl. (4), so erhält man

$$p = \frac{R^2}{R^2 + \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2}$$

oder nach der Unbekannten C aufgelöst

$$C = \frac{N_n}{\omega U_n^2} \sqrt{\frac{p}{1 + p}} \qquad (13)$$

Der Lötkolbenwiderstand ist hier wieder durch die Lötkolbennenndaten ausgedrückt.
Setzt man wieder eine Leistungsverminderung auf 50% von N_n voraus, so erhält man für die übliche Netzfrequenz von 50 Hz ($\omega = 314\ s^{-1}$) die vereinfachte Beziehung

$$C \approx 3{,}2\ 10^{-3} \cdot \frac{N_n}{U_n^2}$$

Setzt man die einzelnen Größen in ihren entsprechenden Einheiten ein:

$$\left[\frac{N_n}{U_n^2}\right] \cdot \mu s = \frac{W}{V^2} \cdot \mu s = \mu As/V = \mu F$$

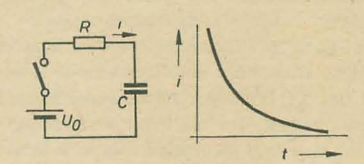
so ergibt sich die bereits im Hauptteil angegebene zugeschnittene Größengleichung.

AUFGABEN UND LÖSUNGEN

Bearbeitet von R. GÄRTNER

Lösung zur Aufgabe 1:

Selbstverständlich kann keine Energie verschwinden. Die Ursache dafür, daß nur noch die Hälfte der elektrischen Energie vorhanden ist, liegt in den bei der Umladung des Kondensators auftretenden Grenzbedingungen. Zur



Erklärung fügen wir in die Zuleitung zum Kondensator C einen Widerstand R ein und legen beide an die Spannungsquelle U_0. Dann fließt bekanntlich ein Strom i, der sich mit der Zeit nach der Beziehung

$$i(t) = \frac{U_0}{R} e^{-\frac{t}{RC}}$$

verändert (s. Bild). Die in R in Wärme umgesetzte elektrische Energie ist

$$A = \int_0^\infty i^2(t)\, R\, dt,$$

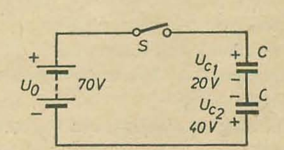
also

$$A = \left(\frac{U_0}{R}\right)^2 \cdot R \int_0^\infty e^{-\frac{2t}{RC}} dt$$

Die Lösung des Integrales ergibt:

$$A = \frac{U_0^2 \cdot C}{2}$$

Das heißt aber, beim Umladen des Kondensators C geht eine elektrische Energie verloren, die nicht von der Größe des Widerstandes R abhängt. Sie geht also auch dann verloren, wenn R = 0 ist. In unserem Beispiel hatten wir festgestellt, daß die Energie vor dem Umladen $A_1 = \frac{U_0^2 C}{2}$, nach dem Umladen $A_2 = \frac{U_0^2 C}{4}$ betrug. Die Differenz, nämlich $\frac{U_0^2 C}{4}$ wird beim Umladen in eine andere Energieform umgesetzt.



Aufgabe 2:

In einer Schaltung liegt eine Batterie von $U_B = 70$ V mit zwei Kondensatoren gleicher Kapazität C in Reihe. Die Kondensatoren sind auf 20 V bzw. — 40 V aufgeladen. Wie groß sind die Spannungen auf den Kondensatoren nach dem Schließen des Schalters?

Schwankt bei der Amplitudenmodulation die Amplitude des Trägers?

Diskussion zu dem im Heft 22 (1961) veröffentlichten Artikel von Herrn Dr. Henkler

Mit dem Beitrag von Herrn Ing. Manfred Schulze in diesem Heft möchten wir die Diskussion über den Artikel von Herrn Dr.-Ing. O. Henkler beenden und hoffen, daß sie für viele Leser fruchtbringend war. Um jedoch der Diskussion einen fundierten Abschluß zu geben, baten wir Herrn Prof. Dr.-Ing. F. H. Lange, das Schlußwort zu schreiben, das Sie im folgenden finden werden. Wir denken, daß nach diesem Schlußwort keine Unklarheiten mehr über die behandelten Probleme bestehen dürften. Gleichzeitig möchten wir allen Teilnehmern an der Diskussion — auch denjenigen, deren Beiträge wir nicht veröffentlichen konnten — unseren Dank aussprechen.

Diskussionsbeitrag von Herrn Ing. Manfred Schulze

Vorerst möchte ich auf die gestellte Frage mit „nein" antworten.

Leider ist es Tatsache, daß sogar im Jahre 1962 auf diese Fragestellung in der „Fachwelt" noch keine klare, die Tatsachen richtig erkennende Antwort zu erhalten ist. Selbst an den Fachschulen wird analog der von Herrn Dr.-Ing. O. Henkler im Bild 1c gezeigten Darstellung gelehrt, daß die durch ω modulierte Frequenz Ω eine Amplitudenänderung erfährt, wobei die „Hüllkurve" den Nachrichteninhalt von ω hat, also die Frage praktisch mit „ja" beantwortet.

Auch Herr Dipl.-Ing. A. Raschkowitsch zeigt in seinem Buch „Phasenwinkelmodulation", erschienen 1952 beim Fachbuchverlag GMBH Leipzig, auf Seite 7 im Bild 2 die amplitudenmodulierte Schwingung ähnlich der bereits durch Herrn Dr.-Ing. O. Henkler in Bild 1c gezeigten.

Herr Dr.-Ing. O. Henkler schreibt auch selbst im „Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker" Band 1 auf Seite 215 (Jahrgang 1952): Hierbei schwankt die Amplitude T des Trägers im Takte des modulierenden Zeichens. Ich möchte annehmen, daß Herr Dr.-Ing. O. Henkler die Erkenntnisse, die ihn in seinem Artikel den Satz „Aus all den angegebenen Gründen sollte man den Begriff ‚amplitudenmodulierte Schwingung' heute nicht mehr verwenden, weil eine ‚schwankende Trägeramplitude' physikalisch nicht existiert und weil deshalb diese Bezeichnung nur zu Irrtümern und Falschdeutungen Anlaß gibt", schreiben ließen, erst nach seinem Beitrag im genannten Handbuch gewonnen hat.

Die Frage, in der Formulierung wie sie Herr Dr.-Ing. O. Henkler gestellt hat, kann aber auch mit „ja" beantwortet werden, nämlich bei Sendern der Sendeart A 1, und bei A 2 in den Fällen, wo der Träger zusammen mit der modulierenden Tonfrequenz im Rhythmus der zu übertragenden Nachricht getastet wird (Ein-Aus-Tastung).

Die im Diskussionsbeitrag von Herrn W. Rohrbeck enthaltene „Beweisführung" über die Sendezeit und Sendepause ist keine Beweisführung, da dadurch ja keine Nachricht ausgedrückt wird. Wenn das ein Beweis sein sollte, könnte man auch jede andere Amplitudenschwankung des „Trägers", z. B. ausbreitungsbedingte, als Beweis ansehen.

Leider kann ich den Optimismus von Herrn Dr.-Ing. O. Henkler in bezug auf eine unkomplizierte Einführung der Einseitenbandtechnik im Rundfunk nicht teilen. Herr Dipl.-Ing. J. Nernn hat in seinem Diskussionsbeitrag die Zusammenhänge der Bedeutung der Trägerfrequenzschwankungen bei Einseitenbandbetrieb ausreichend diskutiert. Ich denke, daß man die zu fordernde empfangsseitige Genauigkeit der Einseitenbandträgerfrequenz und seine Konstanz nicht mit der des ZF-Oszillators „in einen Topf" werfen kann. Die wirklich sehr hohen Kosten, die durch die erforderliche Frequenzkonstanz bedingt sind, vor allem für die Empfänger, lassen die Einführung des Einseitenbandrundfunks als undurchführbar erscheinen.

Das Hauptanliegen meines Diskussionsbeitrages soll jedoch sein, daß man sich in der Fachwelt dazu entschließen sollte, im Zusammenhang mit A 3 Sendern nicht mehr von einer „Trägerfrequenz" zu sprechen, sondern hierfür den Ausdruck Umsetzerfrequenz als die richtige Bezeichnung zu wählen. Wenn man den Ausdruck „Träger", der z. B. bei der Sendeart F (Frequenz- und Phasenwinkelmodulation) berechtigt ist, da hier der Träger auch wirklich zum Tragen der Nachricht benutzt wird, auch bei der Sendeart A (Amplitudenmodulation) anwenden will, so muß dies jedoch auf die Sendearten A 1 und A 2 (nur wenn der Träger mitgetastet wird) beschränkt werden. Bei A 3, A 4, A 5 und allen anderen Modulationsarten der Sendeart A hat der „Träger" Umsetzerfrequenzaufgaben und sollte auch mit Umsetzerfrequenz bezeichnet werden. Man sollte überhaupt mehr Korrektheit bei der Wahl der zu verwendenden Ausdrücke zeigen. Da man nur sendeseitig von Modulation und empfangsseitig von Demodulation sprechen kann, sollte man bei Gebrauch der „Hüllkurve" richtiger von Amplitudendemodulation sprechen.

Ob es sich bei der Demodulation im Empfänger um eine solche der „Hüllkurve", d. h. um eine Summenbildung der Augenblickswerte oder Überlagerung von Ω, $(\Omega + \omega)$ und $(\Omega - \omega)$ handelt, oder ob eine Rückumsetzung in das NF-Gebiet vorgenommen wird durch Bildung von $(\Omega + \omega) - \Omega$ entscheidet doch die Tatsache, ob eine lineare oder nichtlineare Kennlinie bei der Demodulation wirksam wird. Im ersteren Fall handelt es sich dann um eine Demodulation der „Hüllkurve", im zweiten um eine Frequenzrückumsetzung in das NF-Gebiet.

In meiner Tätigkeit habe ich viel mit jungen Menschen zu tun und möchte aus meiner Erfahrung heraus, die ich in diesem Zusammenhang mit dem Nachwuchs gemacht habe, den letzten Absatz des Artikels des Herrn Dr.-Ing. O. Henkler ganz besonders unterstreichen.

Schlußwort von Herrn Prof. Dr.-Ing. F. H. Lange, Rostock

Die ausgezeichneten und sachkundigen Diskussionsbeiträge haben einen Teil der durch den Aufsatz im Heft 22 (1961) aufgeworfenen Streitfragen schon vollständig geklärt, so daß sich ein weiteres Eingehen erübrigt. Dies gilt insbesondere für die technischen Schlußfolgerungen des Aufsatzes. Trotzdem scheinen einige ergänzende Abschlußbemerkungen wohl doch noch ganz nützlich.

Einseitenbandtechnik — Trägerfrequenztechnik

Bereits mehrere Diskussionsbeiträge wiesen darauf hin, daß die notwendige Frequenzkonstanz beim Einseitenbandverfahren im Gebiet der Rundfunkwellen größere gerätetechnische Aufwendungen notwendig macht als bei der Trägerfrequenztechnik, die nur Gespräche, aber keine Musikdarbietungen überträgt. Selbst bei absolut gleichen Anforderungen ist die notwendige relative Frequenzkonstanz wegen der höheren Trägerfrequenz kleiner, d. h. sie liegt in der Größenordnung 10^{-5} bis 10^{-6}! Es sind also wenig Aussichten vorhanden, den vom Autor zitierten Verbesserungsvorschlag in die Massenfertigung von Rundfunkgeräten einzuführen, abgesehen davon, daß Oszillatorquarze in der DDR ein besonderer Engpaß sind. Aber wer würde auch sonst einen vielfach höheren Preis für ein Rundfunkgerät zahlen, um nur einen bestimmten Sender hören zu können, für den der spezielle Empfangsquarz in den Empfänger eingebaut ist?

Weniger abwegig ist jedoch die Idee für bestimmte kommerzielle Empfangsdienste, sagen wir beispielsweise Flugfunk, da die voll automatische Abstimmung — ohne jede Bedienung — sich anderweitig nicht so sicher realisieren läßt. Man sollte also bei der Diskussion über den Einseitenbandempfang bei kommerziellen Geräten nicht nur die Bandbreitenersparnis allein abwägen, sondern auch an die Bedienungsvereinfachung denken, von der die Trägerfrequenztechnik vollen Gebrauch macht. Man muß sich auch hüten, zu behaupten, daß ein einziges Seitenband allein bereits die gesamte Nachricht enthält. Dies gilt wieder nur speziell für die Trägerfrequenztechnik, bei der die Lage der Trägerfrequenzen genormt ist und den gleichen gegenseitigen Frequenzabstand von 4 kHz hat. Allgemein betrachtet darf man eine Einschränkung nicht vergessen: Es muß noch eine Information über die Lage

der Trägerfrequenz vorliegen. Ohne diese Kenntnis kann man mit dem Seitenband allein gar nichts anfangen.

Die automatische Regelung beim Rundfunkempfänger

Wie ebenfalls in den Diskussionsbeiträgen erwähnt wurde, kann man gerade beim konventionellen Rundfunkempfänger im oder hinter dem ZF-Teil den Träger und die Seitenbänder nicht trennen; daher tritt in der Tat eine unerwünschte Mit- oder Gegenkopplung ein, wenn die Zeitkonstante des Regelspannungskreises zu klein gewählt wird. In der kommerziellen Empfangstechnik kann man bewußt damit einen Dynamikausgleich anstreben. Beim Rundfunk legt man jedoch bei der heutigen Musikauffassung immer noch auf den Unterschied von Piano- und Fortestellen Wert, wenn auch manche Tanzkapellen eine möglichst gleichmäßige Musikberieselung anstreben.

Sehen wir nun von diesen technischen Schlußfolgerungen des Aufsatzes ab, die doch wohl die dankenswerte Rolle gespielt haben, die Diskussion überhaupt einmal anzufachen und über all diese Fragen einmal nachzudenken, so bleibt die Stellungnahme zur Kernfrage (Thema des Aufsatzes) in den Diskussionsbeiträgen ein wenig unbefriedigend. Gewiß haben nun alle Beteiligten in dieser uralten und immer wieder interessanten Streitfrage ihren Standpunkt unmißverständlich und logisch klar geäußert. Und doch ist zu befürchten, daß mancher Leser sich im Stillen eingesteht, daß ihm wohl nun wieder etwas gründlich unklar geworden ist. Wer hat eigentlich hier Recht behalten? Oder gibt es etwa nebeneinander gleichberechtigte Betrachtungsweisen, so wie es in der Tat in der Physik bei der Wellen- und der Korpuskular-Auffassung der Lichtquanten und der Elektronen der Fall ist?

Zeit- und Spektraldarstellung der Nachrichtenübertragung

Die verbliebene Unsicherheit besteht darin, daß noch nicht ganz klar herausgestellt worden ist, wann der Begriff Amplitudenmodulation Schwierigkeiten und Irrtümer mit sich bringt und wann nicht. Herr Pitsch stellt in seinem Diskussionsbeitrag die Begriffe Amplitudenschwankungstheorie und Seitenbandtheorie gegenüber. Ich glaube, er trifft hier den Kern der Sache. Es handelt sich — allgemeiner ausgedrückt — um die Möglichkeit, Nachrichtenübertragungsvorgänge entweder zeitlich oder spektral darzustellen. Diese doppelte Betrachtungsweise spielt in der modernen Signaltheorie eine große Rolle und ist gegenüber der klassischen Seitenbandtheorie erheblich ausgebaut worden. Den Zusammenhang zwischen den zeitlichen und den spektralen Kenngrößen eines Nachrichtenvorgangs vermittelt die Fourier- bzw. die Laplace-Transformation. Die spektrale Darstellung von Zeitvorgängen durch die Amplitude oder die Amplitudendichte bzw. durch die Bildfunktion (Laplacetransformierte) ist eine Erweiterung der Steinmetzschen Zeigerdarstellung und gestattet nicht nur den eingeschwungenen Zustand bei harmonischer Erregung, sondern auch den Einschwingvorgang (Ausgleichvorgang) bei beliebiger Erregung zu berechnen. Kennzeichnend für die Transformation des Zeitbereiches (Originalbereiches) in den Spektralbereich (Bildbereich) ist die Eliminierung jeder Zeitabhängigkeit. *Es gibt im Bildbereich nur zeitlich konstante frequenzabhängige Kenngrößen.* Nimmt man eine Zeitabhängigkeit der Parameter von linearen Systemen an, so verläßt man den Boden der Theorie und muß ein neues Fundament aufbauen, wie es in der Tat auch beim sogenannten Parameterverstärker der Höchstfrequenztechnik geschehen ist. Daher sind Zeigergrößen zeitveränderlichen Betrages mit der spektralen Theorie nicht vereinbar, die dem Zeigerbegriff überhaupt die Existenzberechtigung gibt. Andernfalls sind Trugschlüsse unvermeidbar. Es scheint, als ob Herr Dr. Henkler dies nicht ausreichend betont hat und darum von den Diskussionsteilnehmern nicht ganz klar verstanden wurde. Es muß nämlich dem Autor in einigen Punkten durchaus Recht gegeben werden. Gehen wir daher auf diesen Punkt doch noch einmal näher ein:

Die Zeigerdarstellung des Schwankungsanteils des Trägers

Viele Lehrbücher machen aus Gründen der Anschaulichkeit bei der Einführung in die AM-Technik gern von der Zeigerdarstellung des Trägers und seiner Seitenbänder Gebrauch. Es wird gezeigt, daß die Resultierende beider Seitenbänder bei reiner AM stets in Richtung des unmodulierten Trägers fällt und so einen amplitudenmodulierten Träger variabler Länge, aber konstanter Kreisfrequenz vortäuscht. Wir sagen hier bewußt vortäuscht, obwohl leider stattdessen oft der Ausdruck „darstellt" gebraucht wird. Hiergegen wendet sich mit Recht Herr Dr. Henkler. Derartige Abbildungen finden sich in vielen Lehrbüchern der HF-Technik.

Durch diese Zeigerdarstellung entsteht der Eindruck, daß zum unmodulierten Träger noch ein Schwankungsanteil hinzukommt, wobei beiden die Kreisfrequenz Ω zugeordnet ist. Während die beiden Seitenbandzeiger des Diagramms mit der Signalfrequenz ω gegensinnig umlaufen, hat die Resultierende der Seitenbänder im Diagramm konstante Richtung, übereinstimmend mit der Richtung des unmodulierten Trägers (Phasengleichheit). Durch diese Darstellung kann man leicht erklären, daß bei Seitenbandunsymmetrie eine zusätzliche, parasitäre Phasenmodulation entsteht. Dies kann eintreten, wenn der Resonanzkreis nicht genau auf den Träger abgestimmt ist. *Die Kritik von Herrn Dr. Henkler richtet sich nun vor allem gegen die Auffassung, daß der konstante Trägeranteil und die Schwebung beider Seitenbänder als Summanden eines „amplitudenmodulierten Trägers" der Kreisfrequenz Ω aufgefaßt werden dürfen.* Dies ist nämlich weder mathematisch noch physikalisch-technisch betrachtet haltbar.

Den richtigen mathematischen Sachverhalt klärt die von allen zitierte Seitenbandtheorie, die heutzutage jedem HF-Ingenieur geläufig ist und gegen viele Trugschlüsse Schutz bietet. Der Schwankungsanteil des Trägers ist, wie schon erwähnt, die Schwebung beider Seitenbänder der Kreisfrequenz $\Omega \pm \omega$.

Man kann nun zwar in der Zeitdarstellung (Oszillogramm) die Trägerschwingung und die Seitenbandschwebung miteinander addieren, um den zeitlichen Verlauf des resultierenden gesamten Schwingungsverlauf zu erhalten, *aber man darf die Addition nicht im Zeigerdiagramm durchführen und aus dem Zeigerdiagramm die Existenz von zwei Komponenten eines Schwingungsvorganges der Kreisfrequenz Ω zu folgern*, wie es das Diagramm — ich möchte sagen — diabolisch vortäuscht. *Die beiden Komponenten haben physikalisch ganz verschiedene Eigenschaften.* Der konstante Anteil des „amplitudenmodulierten Trägers" kann nämlich durch eine Schmalbandsperre der Mittenfrequenz Ω und der Bandbreite $\Delta\Omega \ll \omega$ nicht hindurchtreten, während der als Summand des resultierenden Zeigers auftretende Schwankungsanteil die mysteriöse Fähigkeit hat, die Bandsperre ungeschwächt zu passieren, so wie es Heinz Rühmann im Film „Ein Mann geht durch die Wand" vorführt. Dieser drastische Vergleich soll illustrieren, daß hierbei zwei Partner — hier Träger und Seitenbandträger — mit sehr ungleichen Fähigkeiten addiert werden. — Der wahre Sachverhalt wird durch die Seitenbandtheorie (vgl. Heft 22) sofort aufgeklärt. Trugschlüsse kommen daher heute kaum noch vor. Aber dieser Hinweis ist doch für Verfasser von HF-Lehrbüchern wertvoll. Der uneingeweihte Neuling der HF-Technik, besonders wenn er aus der Starkstromtechnik kommt und mit dem Zeigerdiagramm gut vertraut ist, sollte rechtzeitig auf die Gefahren dieses Zeigerdiagramms aufmerksam gemacht werden: *Es gibt keine Zeigergrößen zeitabhängigen Betrages*, sofern man nicht den mit dem stillstehenden Zeiger verknüpften Begriff der konstanten Umlauffrequenz und damit auch den Zeigerbegriff selbst aufgibt. Dieser Hinweis ist der Kernpunkt des Aufsatzes aus Heft 22.

Berechtigung des Begriffes Hüllkurve einer amplitudenmodulierten Schwingung

Der zitierte Aufsatz zieht nun eine Reihe von Schlußfolgerungen, die bereits von Diskussionsteilnehmern zurückgewiesen wurden. Letzten Endes rührt dies wieder daher, daß der Verfasser die Denk- und Ausdrucksweise der speziellen Trägerfrequenztechnik auf die allgemeine Funk-Sende-Empfangs-Technik ausdehnt. So setzt er den Begriff „Modulation" dem Begriff „Frequenzumsetzung" oder „Frequenzwandlung" gleich. In der Funktechnik beschränkt man den Begriff „Modulation" auf den Fall, daß die Signalkreisfrequenz ω klein gegen die Trägerkreisfrequenz Ω ist; man ordnet also den Begriff Modulation dem allgemeineren Begriff Frequenzumsetzung unter. Wenn man die spektrale Betrachtung und das Zeigerdiagramm verläßt und den Zeitvorgang selbst betrachtet, treten keine Widersprüche beim Begriff „Hüllkurve" auf. Bei AM ohne Trägerunterdrükkung — d. h. mit Träger — wird man stets den Modulationsgrad durch Ausmessung der Hüllkurve nach der bekannten Formel $m = \frac{a - b}{a + b}$ bestimmen können, während sie beim Zweiseitenbandverfahren mit unterdrücktem Träger natürlich nicht herangezogen werden kann. Dort hat, wie Herr Dr. Henkler betont, der Begriff Modulationsgrad nur vor dem Modulator Sinn. Wer hätte dies je bestritten? In der Zeitdarstellung ist die Hüllkurve einer amplitudenmodulierten Schwingung (nicht: eines amplitudenmodulierten Trägers) ein sehr typisches Merkmal der AM in der Funk-Sende-Empfangs-Technik. Solange im System das Superpositionsgesetz

gilt, ist die Addition zweier Schwingungsvorgänge in Zeitdarstellung (Momentanwert als Funktion der Zeit t) durchaus sinnvoll und führt zu keinem Trugschluß. Der Begriff „Schwingung“ besagt ja noch keineswegs, daß es sich um eine Schwingung konstanter Frequenz handelt. Der Begriff „Träger“ sagt dies aber eindeutig. Es ist weder der gleiche Abstand der Nulldurchgänge einer Schwingung noch die Konstanz der momentanen Amplitude (FM-Betrieb!) ein ausreichendes Anzeichen eines Trägers konstanter Kreisfrequenz.
Die Unterscheidung von Zeit- und Spektraldarstellung wird daher dem Leser als Leitlinie empfohlen, die die Grenze von Erlaubtem und Unerlaubtem klar absteckt. Das Festhalten an überlieferten Begriffen, wie z. B. der amplitudenmodulierten Schwingung ist doch sehr nützlich. Nur sollte man beim Betreten von Forschungsneuland und bei der erweiterten Anwendung herkömmlicher Begriffe sich stets vergewissern, inwieweit die bisherigen Grundlagen der Theorie noch Gültigkeit haben und die getroffenen Voraussetzungen auch erfüllt sind. Die Übernahme des Zeigerdiagramms der Starkstromtechnik in die Nachrichtentechnik ist ein einfaches Beispiel dafür, wie leicht man gegen dieses Gebot verstoßen kann. Die moderne Höchstfrequenztechnik bietet eine Fülle von Beispielen, wie der Rahmen herkömmlicher Begriffe gesprengt werden mußte (Parameterverstärkung, Ferrit-Bauelemente), ohne daß deswegen rückwirkend die Ausdrucksweise der klassischen HF-Technik geändert wurde. Beim Diskussionsbeitrag von Herrn N. Berger (Goniometer-Beispiel) tritt dieser Gesichtspunkt schon zutage.

Physikalisch lineare Systeme als Frequenzwandler

Es ist in Lehrbüchern üblich, lineare und nichtlineare Systeme zu unterscheiden. Für nichtlineare Systeme gilt nicht mehr das Superpositionsgesetz und es treten neue Frequenzen (Obertöne, Kombinationstöne) auf. Daher betrachtet man meist ein Bauelement mit einer physikalisch nichtlinearen Kennlinie („Gleichrichter“ bei unsymmetrischer Kennlinie genannt) als die Vorbedingung für eine Frequenzwandlung. Die Amplitudenabhängigkeit des Vorganges ist nun aber eine hinreichende, aber keinesfalls notwendige Vorbedingung für das Entstehen von neuen Frequenzen! Es wird meist vergessen, daß auch in physikalisch linearen Systemen, d. h. in Systemen, für die das Superpositionsgesetz gilt, eine Frequenzwandlung auftreten kann, vor allem in der Form einer Modulation (Auftreten von Seitenbändern).
Die von Herrn N. Berger zitierte Goniometeranordnung gehört in diesem Sinne systemtheoretisch weder zu den mathematisch linearen noch zu den nichtlinearen Systemen, sondern zu den *rheolinearen* Systemen, d. h. zu Systemen mit zeitabhängigen Parametern — ohne physikalische Nichtlinearität! Für sie gilt das Superpositionsgesetz. Die Goniometeranordnung ist eng mit dem Parameterverstärker verwandt. Der Selbsterregungseffekt der Parameterresonanz tritt aber erst ein, wenn die Signalfrequenz („Pumpfrequenz“) doppelt so groß ist wie die Resonanzfrequenz des Systems, dessen Parameter (L, C) periodisch verändert wird.
Charakteristisch ist für alle Frequenzwandler, daß eine Produktbildung von Zeitfunktionen durchgeführt wird. Hierzu gehört auch die ideale multiplikative Mischstufe (Hexode) oder der Hallgenerator. Die periodische Aussteuerung von nichtlinearen Systemen ist demnach nicht die einzige Möglichkeit, Frequenzumsetzungen durchzuführen. Für den Multiplikator von Zeitfunktionen gilt das Superpositionsgesetz:

$$h(t) \cdot [f(t) + g(t)] = h(t) \cdot f(t) + h(t) \cdot g(t),$$

wenn physikalische Nichtlinearitäten im Wandler vermieden werden (z. B. beim Goniometer). Dies ist ein reizvolles Beispiel, wie wandlungsfähig die herkömmlichen Begriffe der Nachrichtentechnik sind und welche Begriffserweiterungen möglich und notwendig sind. Rückschlüsse vom speziellen Blickwinkel einer bestimmten Spezialdisziplin — wie z. B. der Trägerfrequenztechnik — müssen mit Vorsicht gezogen werden. Man kann nicht von den Nachbardisziplinen verlangen, daß sie sich der Ausdrucksweise einer Spezialdisziplin unterordnen. Was auf dem einen Arbeitsgebiet sinnvoll ist, soll an herkömmlichen Begriffen auch erhalten bleiben. Dazu gehört u. a. der alte Begriff des Modulationsgrades und der Hüllkurve einer amplitudenmodulierten Schwingung beim üblichen AM-Rundfunk. Den Begriff einer zeitabhängigen Zeigeramplitude und eines amplitudenmodulierten Zeigers sollte man aber grundsätzlich vermeiden. Diese nützliche Einsicht vermittelt der Aufsatz von Herrn Dr. Henkler und die hierauf erfolgten Diskussionsbeiträge. Hoffentlich ist nun aber allen alles klar geworden! Oder doch noch nicht?

Lehrbogen für die berufliche Qualifizierung der Werktätigen

vom VEB VERLAG TECHNIK

In vielen Betrieben der DDR sind die Betriebsakademien bereits zu einem festen Bestandteil der beruflichen Qualifizierung geworden. In Lehrgängen und Kursen erweitern die Werktätigen ihr Wissen oder eignen sich die für ihre Berufstätigkeit notwendigen Kenntnisse an. Im Auftrage des Ministeriums für Volksbildung werden jetzt von den einzelnen Fachverlagen Lehrbogen für die berufliche Qualifizierung der Werktätigen nach einheitlichen Grundsätzen entwickelt. In ihnen werden die technologogischen Prozesse in einer knappen leicht verständlichen Form dargestellt. Auf einem Umfang von 16 oder 24 Seiten erhält der Leser einen ausreichenden Überblick über das entsprechende Thema.
Der VEB Verlag Technik entwickelt die Lehrbogen auf dem Gebiet des Maschinenbaus und der Elektrotechnik.
Im folgenden eine Aufstellung der bereits erschienenen und der in Vorbereitung befindlichen Lehrbogen.

Bisher erschienene Lehrbogen

Bestell-nummer	Titel
27.01.001	Wesen der Elektrizität
27.01.002	Elektrische Grundgrößen — Ohmsches Gesetz
27.01.003	Schalten von Widerständen
27.01.004	Kirchhoffsche Gesetze
27.01.005	Die elektrische Leistung, Arbeit und der Wirkungsgrad
27.01.006	Die Wärmewirkung des elektrischen Stroms
27.01.007	Chemische Wirkung des elektrischen Stroms — Galvanische Elemente
27.01.008	Akkumulatoren
27.01.009	Magnetismus
27.01.010	Elektromagnetismus
27.01.013	Statische Elektrizität I
27.01.014	Statische Elektrizität II
27.01.015	Wechselspannung — Wechselstrom
27.01.030	Transformatoren — Grundlagen
27.01.050	Meßtechnik I
27.01.051	Meßtechnik II
27.02.001	Gleichstromgeneratoren
27.04.020	Grundbegriffe der Automatisierungstechnik I

Achtung! Die Lehrbogen erhalten Sie in allen Fachbuchhandlungen.

In Vorbereitung befindliche Lehrbogen

Bestell-nummer	Titel
27.01.012	Selbstinduktion und Gegeninduktion
27.01.019	Wechselstromleistung
27.01.020	Wechselstrommotoren
27.01.021	Gleichstrommotoren
27.01.052	Gleichstrommeßtechnik III
27.01.060	Wechselstrommeßtechnik I
27.01.061	Wechselstrommeßtechnik II
27.01.062	Wechselstrommeßtechnik III
27.01.063	Wechselstrommeßtechnik IV
27.02.002	Gleichstrommotoren
27.02.040	Transformatoren I
27.02.041	Transformatoren II
27.02.042	Transformatoren III
27.02.043	Transformatoren IV
27.02.044	Schaltung und Regelung von Transformatoren
27.02.045	Meßwandler
27.02.071	Schutz gegen Berührungsspannungen II
27.03.001	Einführung in die HF-Technik I
27.03.002	Einführung in die HF-Technik II
27.03.010	Eigenschaften der Schwingkreise
27.03.031	Elektronenröhren I
27.03.040	Modulation

NEUE BAUELEMENTE

Der ML-Kondensator

Im Zuge der Miniaturisierung aller elektronischen Bauelemente werden auch die Kondensatoren ständig kleiner. Die Firma Bosch entwickelte einen „selbstheilenden" Metall-Lack-Kondensator (ML-Kondensator), der etwa nur ein Drittel des Volumens bisheriger selbstheilender Kondensatoren herkömmlicher Bauart aufweist. Bei dem ML-Kondensator wird ein Lackdielektrikum von wesentlich geringerer Stärke als die üblichen Papierdielektrika verwandt, das mit den beiden metallischen Belägen festhaftend verbunden ist. Mechanische Verschiebungen und das Auftreten von Lufteinschlüssen sind auf diese Weise unmöglich gemacht. Ein besonderer Vorteil ist, daß die Kapazitätswerte zeitlich konstant bleiben, weiter ist die Temperaturabhängigkeit der Kapazität, besonders bei tiefen Temperaturen, äußerst gering. Für den Betrieb des ML-Kondensators ist charakteristisch, daß sich sein Isolationswiderstand nur sehr wenig mit der Temperatur ändert. Diese Tatsache ist besonders bei der Verwendung in Zeitgliedern von Bedeutung. Das Verhältnis des TK ist etwa 1:8 gegenüber einem Kondensator mit imprägniertem Papier-Dielektrikum. Infolge der besonderen konstruktiven Anordnung der verschiedenen Aufbauteile ist der ML-Kondensator besonders induktivitätsarm und absolut kontaktsicher. Bosch-ML-Kondensatoren werden zunächst in den beiden Gleichspannungsreihen 120 V (Stabform) 0,5 ··· 12 μF und 80 V (Rundbecherform) 25 ··· 200 μF geliefert.

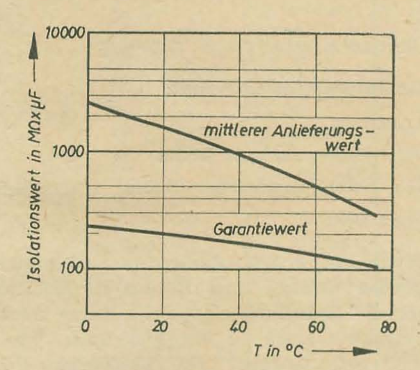


Bild 1: Temperaturabhängigkeit des Isolationswertes (RC) der Bosch-ML-Kondensatoren

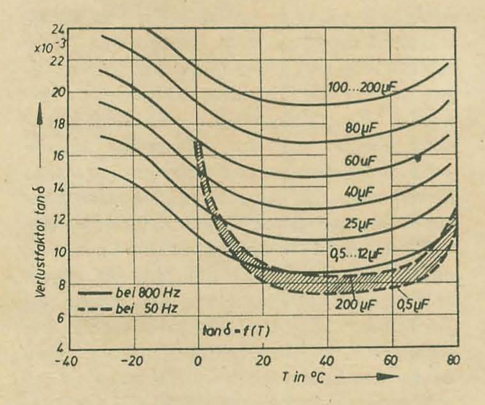


Bild 2: Temperaturabhängigkeit des Verlustfaktors bei den Frequenzen 800 Hz (ausgezogen) und 50 Hz (gestrichelt)

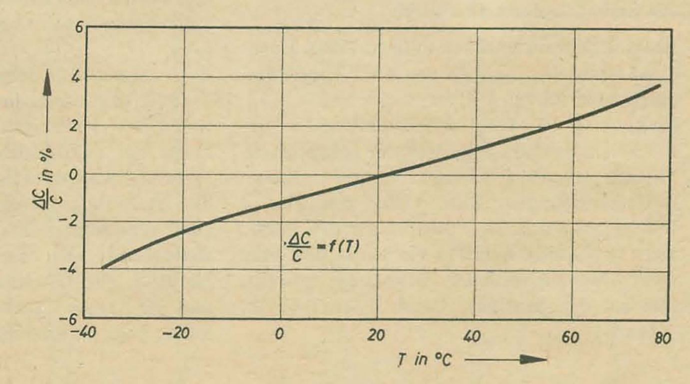


Bild 3: Temperaturgang der Kapazität

Das Dielektrikum besteht aus zwei mehrschichtigen Lackfilmen, die beiderseits auf eine Trägerfolie aus Aluminium aufgebracht werden. Der leitende Träger dient gleichzeitig als Kondensatorbelag; die Gegenbeläge werden durch dünne Zinkschichten gebildet, die im Vakuum auf beide Lackfilme aufgedampft werden. Die dünnen aufgedampften Beläge verleihen dem ML-Kondensator die gleichen selbstheilenden Eigenschaften, wie sie vom MP-Kondensator her bekannt sind.

Mit den ML-Kondensatoren werden bei 20 °C Isolationswerte von mindestens 200 MΩ · μF garantiert. Bei höheren Temperaturen — bis etwa 70 °C — vermindert sich der Isolationswiderstand. Bei Kapazitätswerten bis etwa 10 μF ist der Verlustfaktor bei 800 Hz und + 20 °C kleiner als 0,01. Er bleibt im Temperaturbereich zwischen 0 °C und + 70 °C annähernd konstant. Der Verlustwinkel ist zeitlich sehr stabil, weil das Lackdielektrikum gegen Luftsauerstoff und Feuchtigkeit weitgehend unempfindlich ist.

Bild 1 zeigt die Abhängigkeit des Isolationswertes (RC) von der Temperatur. Die obere Kurve ist ein Mittelwert aus der Fertigung im Anlieferungszustand; die untere Kurve stellt den garantierten Dauerwert dar. Im Diagramm Bild 2 ist die Temperaturabhängigkeit des Verlustfaktors bei 800 Hz und bei 50 Hz wiedergegeben.

Schließlich zeigt Bild 3 den Temperaturgang der Kapazität im Bereich von —40 °C bis + 80 °C.

Neue Fernseh-Empfängerröhren

Die westdeutschen Röhrenhersteller geben jetzt bekannt, daß zwei neue Röhrentypen für den TV-Empfänger ausgeliefert werden: die HF-Triode PC 97 und die Sinusoszillatorröhre PCF 802.

Bei der PC 97 handelt es sich um eine Spanngittertriode mit zusätzlicher innerer Abschirmung (Neutrodenschirm). Pentoden und Tetroden haben zwar geringe Rückwirkungskapazitäten, dafür aber ungünstige Rauscheigenschaften. Man verwendet daher in VHF-Vorstufen schon seit langer Zeit ausschließlich Trioden, gewöhnlich zwei Trioden in Kaskodeschaltung (z. B. 1 × PCC 88). Man kommt für Mittelklassenempfänger aber mit einer einzigen Triode aus, wenn man die neue PC 97 verwendet, die wegen der Abschirmung innerhalb des Systems eine extrem kleine Rückwirkungskapazität $c_{a/g}$ besitzt. Diese Kapazität konnte bei der PC 97 auf nur 0,48 pF herabgesetzt werden. Durch das Spanngitter wird andererseits die hohe Steilheit von 13 mA/V erreicht.

Die PCF 802 wurde für den Sinusoszillator im TV-Empfänger entwickelt. Sie genügt hinsichtlich Mikrofonie- und Brummeigenschaften allen Anforderungen, die im Sinusoszillator an das Triodensystem mit $\mu = 70$ als Reaktanzröhre zur Frequenzregelung zu stellen sind. Da die PCF 802 die gleiche Sockelschaltung wie die ältere PCF 80 aufweist, können die bisher verwendeten Druckplatinen weiter verwendet werden. Infolge der wesentlich kleineren Brummempfindlichkeit kann eine Hochlegespannung bis zu 65 V im Heizkreis zugelassen werden.

Subminiaturdiode für Demodulatorschaltungen

Telefunken liefert jetzt eine neue Subminiatur-Germaniumdiode aus, die wegen ihrer Kleinheit zusammen mit der Regelspannungsdiode und den anderen Bauelementen im letzten ZF-Becher untergebracht werden kann. Die zunehmende Tendenz, nicht nur transistorisierte Empfänger, sondern auch andere mit Halbleiterbauelementen bestückte Geräte so klein wie nur irgend möglich ausführen zu können, führte zu dieser Neuentwicklung. Die Halbleiterdiode mit der Typenbezeichnung AA 112 ist eine Universaldiode mit einer mittleren Sperrspannung. Es wurde ein besonders niederohmiges Kristallmaterial verwendet, das den Erfordernissen der Transistorschaltungen besonders im Hinblick auf einen hohen Richtwirkungsgrad bei kleinen ZF-Spannungen gerecht wird. Die Diode AA 112 eignet sich sowohl zur Demodulation von Amplituden- als auch Frequenzmodulation. Durch die Unterbringung mit der Regelspannungsdiode im ZF-Becher sind alle HF-führenden Leitungen einwandfrei abgeschirmt, und damit ist die Gefahr der Verkopplung mit dem Eingangsteil weitgehend vermieden.

Für die Verwendung im FM-Demodulator im Ratiodetektor werden speziell zu Paaren ausgesuchte Exemplare der AA 112 geliefert, so daß ein weitgehend übereinstimmendes dynamisches Verhalten gewährleistet ist und damit eine ausgezeichnete AM-Unterdrückung erreicht werden kann.

Neue Hochleistungs-Zenerdioden

Von INTERMETALL sind neun Typen Siliziumzenerdioden entwickelt worden, die bei Montage auf einem Kühlblech Al 100 cm²

× 0,2 cm mit etwa 11 W belastet werden können. Die maximal zulässige Kristalltemperatur ist $T_j = 150\ °C$, der Wärmewiderstand $K < 5\ °C/W$. Bei $U_D = 1\ V$ ist der Durchlaßstrom $I_D = 1,5\ A$ und der Sperrstrom I_{sperr} bei $U_{sperr} = 1\ V$ kleiner als $0,1\ \mu A$. Zenerspannung U_Z, Zenerstrom I_Z und differentieller Widerstand r_Z sind der folgenden Tabelle zu entnehmen (Werte gelten für $T_{ugb} = 25\ °C$):

Typ	bei I_Z mA	ist U_Z V	r_Z Ω
ZL 39	10	35 ··· 43	21
ZL 47	10	42 ··· 52	24
ZL 56	10	50 ··· 62	25
ZL 68	10	60 ··· 75	25
ZL 82	10	73 ··· 92	30
ZL 100	5	90 ··· 110	60
ZL 120	5	107 ··· 134	80
ZL 150	5	130 ··· 165	110
ZL 180	5	160 ··· 200	150

Der oben angegebene Wärmewiderstand von rund 5 °C/W erhöht sich bei isolierter Montage auf einer Glimmerscheibe um etwa 1,5 °C/W. Diese Zenerdioden sollen vor allem in Stabilisierungsschaltungen und für Regelungs- und Steuerungszwecke verwendet werden.

Fachbücher

K.-H. Rumpf

Koordinatenschalter-Elektronik

Wege zu neuzeitlichen Fernsprechvermittlungssystemen

VEB Verlag Technik, Berlin, 1961

264 Seiten, DIN A 5, Ganzlederin 20,— DM

Die Anforderungen an die Fernsprechvermittlungseinrichtungen steigen ständig, bedingt durch die gewaltige Zunahme des Fernsprechverkehrs. Die Einführung von neuzeitlichen Vermittlungssystemen ergibt sich zwingend aus der Tatsache, daß mit der bisher benutzten „klassischen" Vermittlungstechnik mit direkter Steuerung wegen der Unzuverlässigkeiten der Wählerkonstruktion, der Grenzen der Einsatzmöglichkeiten der direkten Steuerung und der hohen Anforderungen kein modernes und zukunftssicheres Fernsprechvermittlungssystem mehr aufzubauen ist. Die Zeit für vollelektronische Systeme ist aus ökonomischen Gründen noch nicht gekommen, und deshalb werden neuartige Systeme mit der Verwendung von Koordinatenschaltern und mit elektronischer indirekter Steuerung eingesetzt, die den derzeit gestellten Forderungen weitgehend Rechnung tragen, aber andererseits die Entwicklung in der Richtung der vollelektronischen Systeme nicht hemmen.
Nach der Erläuterung der Entwicklung geht der Verfasser auf die einzelnen Einsatzmöglichkeiten und -grenzen der verschieden verwendeten Vermittlungssysteme ein. Es werden sowohl die direkt und indirekt gesteuerten Wählersysteme als auch Systeme mit Kreuzschienenverbindern behandelt und anschließend wird auf die Forderungen, die an ein neuzeitliches Vermittlungssystem gestellt werden müssen, wie z. B. die Netzgestaltung, die Leitweglenkung, das Numerierungssystem, eingegangen.
Es folgt die Beschreibung des Grundprinzips des Koordinatenschalters und dessen geschichtliche Entwicklung. Dem Autor ist es gelungen, die Prinzipien der Gruppierung und der Steuerung in einfacher Form darzulegen, wobei erst die Grundlagen und danach die Gruppierungsprinzipien bei stufenweiser, korrespondierender und mehrstufiger Markierung sowie von Anschaltewählern sehr instruktiv vermittelt werden, dem die Aufgaben und die Wirkungsweise der Steuerungsbauelemente, wie der Register, Informationsempfänger, Identifizierer, Markierer und der Steuerung von Anschaltewählern, folgen. Schließlich wird das Blockschaltbild eines Koordinatenschaltersystems mit stufenweiser Markierung erläutert.
Sehr zu begrüßen ist der Abschnitt „Berechnung der Verkehrsleistung". In der einschlägigen Literatur werden die Ausgangsformeln zumeist als bekannt vorausgesetzt. Daraus ergeben sich Schwierigkeiten bei der Errechnung der Wirtschaftlichkeit eines bestehenden bzw. vorgesehenen Vermittlungssystems. Der Autor leitet einige Grundformeln für verkehrstheoretische Berechnungen ab. Er hat besonderen Wert auf Anschaulichkeit und den geringsten mathematischen Aufwand gelegt, wobei er wegen des leichteren Verständnisses auf die klassische Wahrscheinlichkeitstheorie zurückgreift. Beispiele aus der Praxis ergänzen die Abhandlung und geben dem Leser Sicherheit bei der Anwendung der Formeln. Zur Vermeidung unnötiger Rechenarbeit wurden Kurventafeln in einer Tasche am Ende des Buches mitgeliefert, die das unmittelbare Ablesen der Gefahrenzeit und des Verlustes vollkommener Bündel (von Stell), der Betriebsgüte vollkommener Bündel im Wartezeitsystem und des Verlustes im unvollkommenen Bündel gestatten.
Die Herausgabe des vorliegenden Werkes ist besonders vor der Einführung des Selbstwählfernverkehrs in der DDR sehr zu begrüßen, da es den Fernmeldepraktiker in diese neue Technik einführt und die bisher vorliegende Literatur keinesfalls genügte. *Rudolf*

Hauptmann Ing. Kurt Langhans

Kernstrahlungs-Meßgeräte

2., völlig überarbeitete und stark erweiterte Auflage

Deutscher Militärverlag, Berlin, 1960

328 Seiten, Lederin 10,80 DM

Es ist dem geschmackvoll aufgemachten Buch nicht anzusehen, daß es aus einer Broschüre entstanden ist [1. Auflage, siehe radio und fernsehen 10 (1960) S. 324 und 325]. Der Inhalt wurde stark erweitert, die behandelten Themen wesentlich vertieft. Kapitel 1 (Kernwaffenstrahlungen) kam völlig neu hinzu. Das ursprünglich ausschließlich für den Praktiker bestimmte Schriftwerk wurde auf eine mehr wissenschaftliche Grundlage gestellt und auf den heutigen Stand dieser Technik gebracht.
In der vorliegenden Ausgabe findet man nach einer Definition der einzelnen Kernwaffenarten die Beschreibung der verschiedenen Strahlungsmessungen, wobei naturgemäß das Schwergewicht auf feldmäßigen Kernstrahlungsmessungen liegt. Neben den Meßmethoden sind auch Meßgeräte für militärische Zwecke und deren Prinzip eingehend beschrieben und die Auswertung der Messungen erläutert. Ein außerordentlich umfangreiches Literaturverzeichnis, bei dessen Zusammenstellung nur wirklich technisch-wissenschaftliche Gesichtspunkte maßgebend waren, beschließt das Werk.
Das Buch verbindet Gründlichkeit mit Sachkenntnis und klarer und einfacher Methodik. Hier und da wird man bei der Lektüre von Grauen überwältigt angesichts der fürchterlichen Auswüchse menschlichen Erfindergeistes. So überzeugt der Autor — einfach durch die nüchterne Darlegung wissenschaftlicher Tatsachen — den Leser von der Notwendigkeit, sich mit dem Wesen der Kernwaffen und den Schutzmöglichkeiten gegen deren Auswirkungen verstärkt zu beschäftigen.

—tom

Gerhard Megla

Dezimeterwellentechnik

5. Auflage

VEB Verlag Technik, Berlin

834 Seiten, zahlreiche Bilder, Kunstleder 64,— DM

Wollte man den von Auflage zu Auflage steigenden Umfang eines Buches als Maßstab für die Bedeutung eines behandelten Fachgebietes nehmen, so wäre das Buch „Dezimeterwellentechnik" ein klassisches Beispiel.
Zur Zeit der ersten Auflage (Manuskriptabschluß September 1950) war dies Gebiet nur wenigen Fachleuten, meist durch ihre Tätigkeit im Kriege, vertraut. Heute ist es — fast möchte man sagen — bereits zum Allgemeingut sehr vieler Hochfrequenztechniker geworden. Die ständig steigende Zahl der Nachrichtendienste und der notwendige Ausbau der schon vorhandenen bedingten eine starke Erweiterung des benutzten Frequenzbandes zur Aufnahme dieser Dienste. Allein die Erweiterung des Fernsehfunks auf die Bänder IV und V erfordert, daß sich eine wesentlich größere Zahl von Physikern, Ingenieuren und Technikern mit der Dezimetertechnik beschäftigten und beschäftigen müssen. Man denke etwa an die Sendeantennen und die damit zusammenhängenden Probleme wie Ausbreitungsuntersuchungen, Diagrammessungen usw.
Ein zusammenfassendes Buch über diese Technik liegt nunmehr in der fünften, wesentwesentlich erweiterten Auflage vor. Der Verfasser hat damit nicht nur schlechthin der Notwendigkeit eines Fachbuches für dieses Gebiet Rechnung getragen, sondern er hat es auch verstanden, diese Technik, die nun mal weitgehend von der Hochfrequenztechnik bis etwa 300 MHz abweicht, so darzustellen, daß der „Leser" auch etwas damit anfangen kann; d. h., es wird ihm nicht nur Abstraktes

geboten, sondern das Gebrachte ist auf die Praxis zugeschnitten.

Die 5. Auflage, die unter zum Teil schwierigen Begleitumständen fertiggestellt wurde, berücksichtigt durch eine gründliche Überarbeitung und wesentliche Erweiterung die rasche Ausweitung des Gebietes. Dabei hat sich der Grundcharakter nicht geändert: Die Besonderheiten der Dezimeterwellentechnik werden klar und anschaulich herausgearbeitet, insgesamt wird ein umfassender Einblick vermittelt. Für den bereits auf diesem Gebiet arbeitenden Fachmann bringt es viele praktische Erfahrungen und Daten.

Das Buch beginnt mit den Besonderheiten der DMW-Technik gegenüber der niederfrequenteren HF-Technik. Die weiteren Oberbegriffe befassen sich mit den elektronischen Bauelementen (Röhren, Detektoren), den Grundlagen der DMW-Leitungen mit einer besonders ausführlichen Darstellung der Leitungsdiagramme (nach Schmidt und Smith) und den theoretisch abgeleiteten Eigenschaften belasteter und unbelasteter Leitungskreise. Ein ausführliches Kapitel ist den Hohlleitern gewidmet, wodurch das Buch gleichzeitig eine Einführung in die allgemeine Mikrowellentechnik bringt. Diese Ausführlichkeit ist aber notwendig, da es selbstverständlich keine scharfe Grenze zwischen Dezimeter- und Zentimeterwellen gibt und die Anwendung von Hohlleitern zur Energieübertragung manchmal bereits im DMW-Gebiet erforderlich ist.

In den zehn Kapiteln über ,,Schaltungen und technische Gestaltung" wird in stärkerem Maße auf die Praxis eingegangen, so u. a. in den Kapiteln ,,DMW-Verstärker mit Trioden", ,,Abstimmung von Leitungskreisen", ,,Verblockung und Abschirmung", ,,Abstimmschieber für Leitungskreise" usw. Diese Kapiteleinteilung zeigt dem mit dieser Technik noch nicht Vertrauten, welche Erfordernisse gerade auch für den Konstrukteur von praktischer Bedeutung ist, wie überhaupt die DMW-Technik die Einheit von Entwicklungsingenieur und Konstrukteur verlangt.

Wenn auch Reaktanz- und Molekularverstärker zunächst noch mehr ein akademisches Interesse bei uns haben, so ist es doch verdienstvoll, in einem besonderen und gut anschaulichen Kapitel auf diese modernste Technik eingegangen zu sein.

Drei Kapitel befassen sich mit Antennen und Energieleitungen, wobei besonders auf das Kapitel ,,Leitungen und Leitungsbauelemente" hingewiesen sei, das nicht nur in Verbindung mit den Antennen Gültigkeit hat.

Mehr als in manchen anderen Disziplinen muß man in der DMW-Technik messen, messen und nochmals messen, einmal, weil nur exakte Messungen und gut durchdachte Meßmethoden die Voraussetzung für eine erfolgreiche Entwicklung von Geräten und Anlagen sind und weil zum andern infolge der Eigentümlichkeiten dieser Technik rechnerisch niemals alle Besonderheiten zu erfassen sind.

Das Buch gibt in anschaulicher sowie mathematisch verständlicher und moderner Form, wobei auch die Matrizenrechnung Eingang gefunden hat, eine ausreichende Einführung in die Höchstfrequenztechnik unter besonderer Berücksichtigung der dieser Technik inzwischen zugrunde liegenden Erfahrungen.

Das Studium des Buches ermöglicht dem Hochfrequenzler ohne Schwierigkeiten ein Eindringen und Arbeiten in der Höchstfrequenztechnik.

Einige Wünsche bleiben offen: Bei der Beschreibung bolometrischer Verfahren zur Messung kleiner Leistungen sollte bereits am Anfang klargelegt werden, daß man dem Verfahren, das Brückengleichgewicht durch Verändern des Speisestroms mit einem zusätzlichen Regelwiderstand zu erhalten, aus Anpassungsgründen den Vorzug gibt. — Einige Diagramme, Nomogramme und Tafeln, die der Benutzer des Buches in der Praxis häufiger benötigt, sollte man im Buch als Anhang zusammenfassen, um sie leichter zugänglich zu machen. Auf Seite 293 oben muß statt der Zeilenmatrix für die Ströme die Spaltenmatrix gesetzt werden.

Diese und andere kleine Mängel und Wünsche — und welches Buch wäre ohne sie? — beeinträchtigen den Wert des Werkes als gute Grundlage für die Arbeit in der DMW-Technik in keiner Weise. Man kann ihm nur wünschen, daß es ebensoviel Anhänger finden möge wie seine vorherigen Auflagen.

Dr. Rohde



Ihre Anzeigen gestaltet die DEWAG-WERBUNG wirkungsvoll und überzeugend! Wir beraten Sie gern.

Hochfrequenz- und Fernmeldeingenieur
Erfahrung a.d. Gebiet FS-(Band I+III+IV) Sender, Fernsehgerätefertigung sowie Reparaturpraxis an Rundfunk-, Phono- u. FS-Geräten, in ungek. Stellung, sucht sich zu veränd. Wirkungskreis mit Entwicklungsmöglichkeit bevorzugt. Fahrerlaubnis I u. IV. Angebote unter T 091 an DEWAG-Werbung Berlin N 54

Prospektmaterial
über die Literatur des VEB Verlag Technik fordern Sie bitte bei Ihrem Buchhändler an.

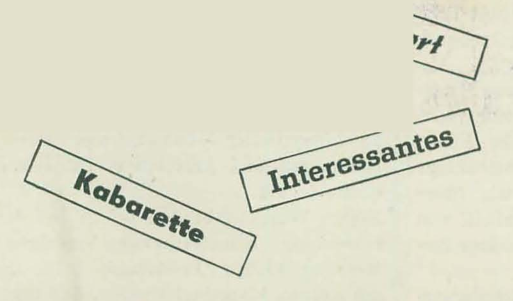
Suche dringend Görler-Spulenrevolver, neu od. gebr., zu kaufen. Angebote unter 29538 an Dewag Dresden N 6

Auch Kleinanzeigen finden stärkste Beachtung!

Goerz-Instrument Universal HV, Typ 126 205 gesucht. H. Falkenbach Laubst, Kreis Cottbus

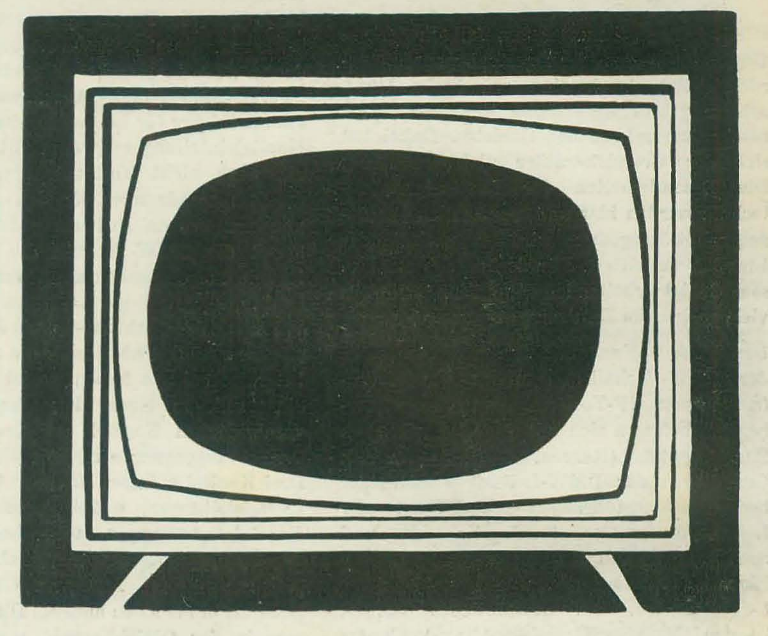
Prüf-Fix
das ideale Kontaktprüfgerät
Lieferung über den Fachhandel
PGH ,,ENERGIE", Torgau

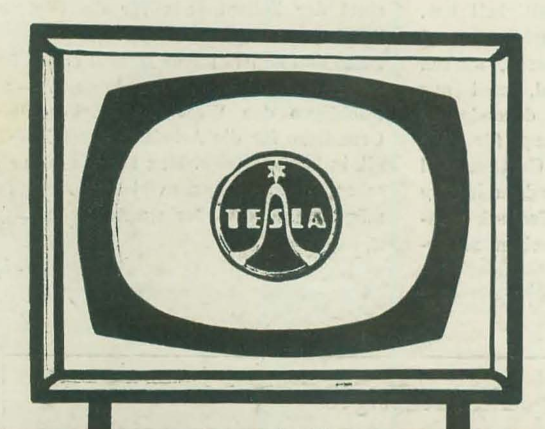
Keine Kontaktschwierigkeiten mehr durch die Verwendung von
Spezial-Wellenschalteröl »d«
Rundfunk-Spezialist Friedrich Granowski, Rudolstadt 2/Thür.

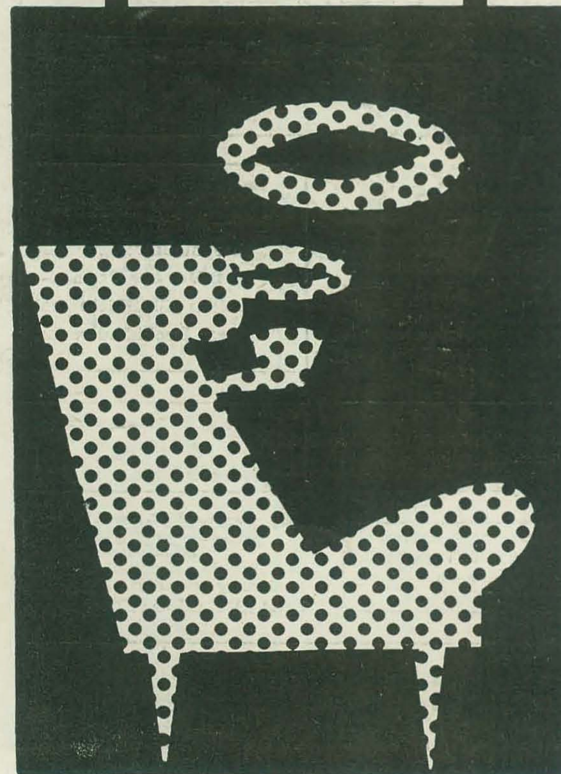


Wollen Sie Ihre freien Abende angenehm verbringen?

Dies ermöglicht Ihnen der tschechoslowakische Fernsehempfänger **LOTOS-TESLA 4211 U-6,** der Sie durch seine Eigenschaften nicht enttäuscht.







Fernsehempfänger für den Empfang in 10 Fernsehkanälen der CCIR-Norm im I.—III. Fernsehband. Für das III. Fernsehband ist dieser mit einer Dipolantenne ausgestattet. Die Bildqualität wird mittels eines Klarzeichners geregelt. Die getastete Automatik hält den Schwarzpegel aufrecht und regelt automatisch die Helligkeit. Die Glassicherheitsscheibe sowie der Bildschirm können leicht und rasch gereinigt werden. Das kippbare Chassis erleichtert die Reparaturen. Anwendung gedruckter Schaltungen. Zwei Lautsprecher sorgen für vollendete Wiedergabe. Regelung der Klangfarbe mittels eines Klangregisters. Varistoren stabilisierten die Bildabmessungen.

TECHNISCHE ANGABEN

Röhrenbestückung: PCC 88, 2×PCF 82, 5×EF 80, PCL 84, FABC 80, PL 84, ECH 81, PCL 82, PCF 82, PL 36, EAA 91, PY 88, DY 86, 431 QQ 44 (AW 43-88, 2×7 NN 41, 2×3 NN 41, 36 NP 75 [OY 241])

Anzahl der Kreise: 19
Klangregister: Drucktasten
Antenne: 300 Ohm
Bildröhrendiagonale: 53 cm
Ablenkung: 110°
Bildgröße: 472×368 mm
Ausgangsleistung: 2,5 W

Lautsprecher: oval 200×160 mm
Hochtonlautsprecher 75×50 mm
Netzanschluß: 220 V Wechselstrom
Leistungsaufnahme: 160 W
Abmessungen: 570×530×450 mm
Gewicht: 28 kg

Importeur: Heim-Electric,
Deutsche Export- und Importgesellschaft m. b. H.,
Berlin C 2, Liebknechtstr. 14

Exporteur:



Praha 7, Třida Dukelských hrdinů 47, Tschechoslowakei